

TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN

Lehrstuhl für Flugsystemdynamik

**Fehlerdetektion, -Isolation und -Identifikation  
in elektrohydraulischen Aktuatorensystemen  
moderner, ziviler Flugzeuge**

Daniel Ossmann

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Maschinenwesen der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Mirko Hornung

Prüfer der Dissertation:

1. TUM IAS Fellow Dr.-Ing. Matthias Heller
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Manfred Hajek
3. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Florian Holzapfel

Die Dissertation wurde am 10.09.2013 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Maschinenwesen am 01.10.2014 angenommen.



# Abstract

The recent progress in the electrification of technical processes offers the possibility to transfer stability and performance requirements to the flight control system. Due to their central location in the control system, modern actuators must show an increased reliability. Thus, advanced fault detection and diagnosis (FDD) systems progressively become an inherent part of today's technical systems.

In this work, an approach to solve the fault detection, isolation and identification problem in modern electrohydraulic actuation systems of augmented aircraft is developed. The main features of the proposed approach are: (i) development of accurate models of the actuator allowing high performance detector synthesis (ii) application of advanced synthesis methods of residual generation guaranteeing robust fault detection, (iii) employing integrated optimization-based tuning of the parameters of the FDD system, including the detection thresholds to guarantee no false alarms and missed detections, (iv) employing theoretically sound, but still real-time implementable fault identification methods and (v) employing worst-case search based on global optimization for robustness assessment.

Accurate synthesis models are developed by simplifying a higher order, nonlinear actuator model. The application of parameter depended models for the synthesis of residual filters increases the filter's robustness in matters of false alarms and missed detections. The optimal tuning of free FDD system parameters is achieved by the definition of advanced performance criteria, which are optimized in an integrated tuning process using multi-objective optimization techniques. In this respect, an important aspect is the integration of the closed loop aircraft system in the tuning process, enabling the consideration of all relevant aerodynamic influences on the actuator.

Real-time signal processing is employed for identification of different fault types. The fault identification establishes the basis for any fault tolerant control action and is used to confirm the detection, further increasing the robustness of the FDD-system. This results in the development of an advanced architecture of FDD-systems, which are robust, but show a low complexity, facilitating the implementation on safety critical systems with limited computational capacity. The performance and robustness assessment is performed using both standard Monte Carlo based methods and advanced worst-case search based optimization-driven analysis.



# Abstract

Die immer weiter fortschreitende Elektrifizierung technischer Prozesse in den letzten Dekaden eröffnet speziell bei Flugsystemen neue Möglichkeiten der Optimierung von Flugeigenschaften und Flugleistungen. Zur Optimierung des Flugzeugentwurfs wird dabei die Bereitstellung vitaler Stabilitäts- und Flugeigenschaften an das Fly-by-Wire Flugsteuer- und Regelsystem delegiert. Die Aktuatoren stellen auf Grund ihrer zentralen Position als Stellglieder inmitten des Regelkreises einen absolut sicherheitskritischen Bestandteil dieser Systeme dar. Dies mündet unweigerlich in einen erhöhten Anspruch an die Zuverlässigkeit moderner Aktuatoren.

In der vorliegenden Abhandlung wird ein neuartiges System zur Lösung des Fehlerdetektions-, Fehlerisolations- sowie Fehleridentifikationsproblems in modernen Aktuatorenssystemen reglergestützter Flugzeuge vorgestellt. Im Wesentlichen kann der Entwicklungsprozess eines Systems zur Fehlerdetektion und -diagnose (FDD) in fünf Schritten zusammengefasst werden: (i) die Erarbeitung adäquater Synthesemodelle des zu überwachenden dynamischen Systems; (ii) die Auslegung von Residuenfiltern für eine robuste Fehlerdetektion und gegebenenfalls Fehlerisolation; (iii) die optimale Einstellung der Residuenevaluierung und der Entscheidungsfindung; (iv) die Implementierung fortschrittlicher Fehleridentifikationsmethoden und schließlich (v) die Robustheits- und Leistungsanalyse des FDD-Systems.

Die Entwicklung adäquater Synthesemodelle im Falle von elektrohydraulischen Flugzeugaktuatoren erfolgt durch eine schrittweise Vereinfachung eines nichtlinearen Aktuatormodells höherer Ordnung. Die Verwendung linearer, parameterabhängiger Modelle im Zuge der Residuenfiltersynthese ermöglicht die Generierung von Filtern, die über einen umfassenden Parameterbereich ein robustes Verhalten im Hinblick auf mögliche Fehlalarme und nichtdetektierte Fehler aufweisen. Die optimale Einstellung der Parameter des FDD-Systems als ein zentraler Aspekt der Arbeit gelingt durch die Formulierung und Optimierung geeigneter Leistungskriterien. Die Nutzung des globalen Flugzeugmodells für die Bestimmung der Kriterienwerte erlaubt die Berücksichtigung der Wechselwirkung zwischen Flugzeugaerodynamik und Aktuatordynamik. Diese Leistungskriterien werden auch zur Robustheits- und Leistungsanalyse am Ende des Entwicklungsprozesses eines FDD-Systems herangezogen. Die zwei wesentlichsten Anforderungen an FDD-Systeme in sicherheitskritischen Systemen sind die Robustheit gegenüber Fehlalarmen und nichtdetektierten Fehlern sowie die geringe Systemkomplexität auf Grund limitierter Rechenressourcen. Zur Berücksichtigung dieser beiden Aspekte wird eine neuartige Struktur von FDD-Systemen vorgestellt, die trotz ihrer guten Robustheits- und Leistungsmerkmale eine niedrige Komplexität aufweisen. Zur Erhöhung der Robustheit sowie zur Gewinnung von detaillierten Informationen über die auftretenden Fehler werden fortschrittliche Methoden der signalbasierten Fehleridentifikation dargestellt.



# Vorwort

Die vorliegende Dissertation wurde am Institut für Systemdynamik und Regelungstechnik des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt e.V. in Oberpfaffenhofen verfasst. Herrn Dr.-Ing. Johann Bals danke ich für die Möglichkeit, die Arbeit am Institut durchzuführen. Mein besonderer Dank gilt Herrn Dr.-Ing. Andreas Varga, der mir in den letzten Jahren mit vielen Ideen, seinem Wissen sowie seiner Tatkraft stets zur Verfügung stand. Die Zusammenarbeit war auf Grund intensiv geführter Diskussionen äußerst fruchtbar und zielführend. Zudem danke ich ihm für die detaillierte Durchsicht der Arbeit. Ebenso bedanke ich mich bei meinen Kollegen Herrn Dr.-Ing. Harald Pfifer und Herrn Prof. Lőrinc Márton für die wertvollen Anmerkungen.

Herrn TUM IAS Fellow Professor Dr.-Ing. Matthias Heller danke ich für die Unterstützung in den letzten zwölf Jahren im akademischen als auch im privaten Bereich. Ohne seine zahlreichen Hinweise und Anregungen wäre das Ziel am bestrittenen Weg nur schwer zu erreichen gewesen. Zudem gilt ihm besonderer Dank für die Übernahme des Erstgutachtens. Herrn Professor Hajek bzw. Herrn Professor Holzapfel danke ich für das Zweit- bzw. Drittgutachten und Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Mirko Hornung für den Vorsitz der Prüfungskommission.

Die vorliegende Dissertation ist meiner Mutter Melitta († 11.12.2013) gewidmet. Ich möchte mich von tiefstem Herzen für den jahrelangen Rückhalt, die Unterstützung und die bedingungslose Liebe von Kindertagen an bedanken. Meiner Frau Anja danke ich für den Rückhalt, den sie mir stets, auch in schweren Zeiten, geboten hat und bietet. Ein besonderer Dank gilt zudem meiner Schwiegermutter, Frau OStR. Ruth Hanz, die mir stets mit unermüdlichem Rat in Detailfragen der deutschen Grammatik zur Seite stand.

München, 2014

Daniel Ossmann

Bis zum Himmel und zurück



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abstract</b>	<b>i</b>
<b>Nomenklatur</b>	<b>xi</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>xvii</b>
<b>1 Einführung in die Problemstellung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation und Zielsetzung der Arbeit . . . . .	1
1.2 Historischer und konzeptioneller Überblick . . . . .	3
1.2.1 Fehlerdiagnose am System Flugzeug . . . . .	7
1.3 Vorgehensweise und Aufbau . . . . .	8
<b>2 Elektrohydraulische Flugzeugaktuatoren</b>	<b>11</b>
2.1 Physikalische Betrachtung . . . . .	12
2.1.1 Strömungs- und Druckverhältnisse im Aktuator . . . . .	13
2.1.2 Kräfteverhältnis im Aktuator . . . . .	19
2.1.3 Steuerventil . . . . .	20
2.1.4 Geregelter Aktuator . . . . .	20
2.1.5 Gesamtmodell . . . . .	21
2.1.6 Flugzeugspezifische Modellierungsaspekte . . . . .	21
2.1.7 Gesamtmodell eines Flugzeugaktuators . . . . .	24
2.2 Approximationen des Aktuatorverhaltens . . . . .	25
2.2.1 Nichtlineare Approximation . . . . .	25
2.2.2 Polynomiale Approximation des Aktutorkoeffizienten . . . . .	27
2.2.3 Lineare Approximation des Aktuatorverhaltens . . . . .	31
2.3 Aktuatorfehler und deren Modellierung . . . . .	31
2.3.1 Physikalische Aktuatorfehler . . . . .	32
2.3.2 Aktuatorsensorenfehler . . . . .	36
<b>3 Grundlagen der Fehlerdiagnose</b>	<b>39</b>
3.1 Systemmodelle . . . . .	41
3.1.1 Lineare Systemmodelle . . . . .	42
3.1.2 Modelle mit Fehlern . . . . .	43
3.1.3 Lineare, parametervariante (LPV) Systemmodelle . . . . .	45
3.2 Auslegung der Residuenfilter . . . . .	45
3.3 Residuenevaluierung . . . . .	52
3.4 Entscheidungsfindung . . . . .	54

3.5	Fehleridentifikation . . . . .	59
3.5.1	Signalbasierte Methoden . . . . .	60
3.5.2	Fehleridentifikation durch Modelldetektion . . . . .	63
3.6	Architektur zur Fehlerdiagnose von Flugzeugaktuatoren . . . . .	64
<b>4</b>	<b>Robuste Auslegung und Analyse von FDD-Systemen</b>	<b>67</b>
4.1	Leistungskriterien und deren Optimierung . . . . .	68
4.1.1	Robustheit . . . . .	68
4.1.2	Detektionszeit . . . . .	71
4.1.3	Detektierbarkeit . . . . .	73
4.1.4	Mehrzielige Parameteroptimierung . . . . .	74
4.1.5	Senkung der Optimierungskomplexität . . . . .	74
4.1.6	Ansätze zur Kompromissfindung bei schwer erfüllbarem Robust- heitskriterium . . . . .	76
4.2	Robustheitsanalysen von FDD-Systemen . . . . .	80
4.2.1	Empirischer Analyseansatz . . . . .	81
4.2.2	Optimierungsbasierter Analyseansatz . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Lösung des Fehleridentifikationsproblems</b>	<b>85</b>
5.1	FDD-System für Flugzeugaktuatoren mit Regelsensor . . . . .	86
5.1.1	Auslegung eines Residuengenerators für moderne Aktuatoren . . .	87
5.1.2	Residuenevaluierung und Entscheidungslogik . . . . .	92
5.1.3	Signalbasierte Fehleridentifikation . . . . .	94
5.1.4	FDD-Systemstruktur zur Identifikation mehrerer Fehlerklassen . .	119
5.2	FDD-System für Aktuatoren mit mehreren Sensoren . . . . .	123
5.2.1	Isolation der Sensorenfehler . . . . .	124
5.2.2	Vollständige Isolation der Aktuatoren- sowie Sensorenfehler . . .	128
5.2.3	Residuenevaluierung und Entscheidungsfindung . . . . .	134
5.2.4	Spezifische Aspekte der Identifikation von Sensorenfehlern . . . .	135
5.2.5	FDD-System zur Detektion, Isolation und Identifikation von phy- sikalischen Aktuator- und Aktuatorsensorenfehlern . . . . .	138
<b>6</b>	<b>FDD-Auslegung für den ADDSAFE-Benchmark</b>	<b>141</b>
6.1	Modellbeschreibung des Flugzeugs . . . . .	142
6.2	Aktuatorenmodelle . . . . .	143
6.3	Definition der Fehlerszenarien . . . . .	145
6.4	FDD-System am Höhenruder . . . . .	147
6.4.1	Residuengenerator . . . . .	148
6.4.2	Festklemmen des Aktuators im Kurvenflug . . . . .	149
6.4.3	Unkontrolliertes Weglaufen . . . . .	152
6.4.4	Oszillatorischer Fehlerfall . . . . .	153
6.5	FDD-System für das Querruder . . . . .	155
6.5.1	Residuengenerator . . . . .	156
6.5.2	Festklemmen im Reiseflug . . . . .	156

---

6.5.3	Sensorbias . . . . .	157
6.5.4	Bruch der Aktuatorstange . . . . .	158
6.6	Validierung des Ansatzes am physikalischen System . . . . .	164
6.6.1	Validierung der Robustheit . . . . .	165
6.6.2	Validierung der Detektions- und Identifikationseigenschaften . . .	167
6.7	Zusammenfassung der Ergebnisse . . . . .	175
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>177</b>
<b>A</b>	<b>Signalnormen</b>	<b>179</b>
A.1	Grundlagen . . . . .	179
A.2	Der Narendra-Filter . . . . .	181
A.2.1	Darstellung des Filters als Differentialgleichung . . . . .	181
A.2.2	Diskretisierung des Narendra-Filters . . . . .	182
<b>B</b>	<b>Approximationen des Aktuatorverhaltens am Höhenruder</b>	<b>183</b>
B.1	Polynomiale Approximation zweiter Ordnung . . . . .	183
B.1.1	Simulationsbasierte Analyse . . . . .	185
B.2	Polynomiale Approximation erster Ordnung . . . . .	187
B.2.1	Reduzierte Parameterabhängigkeit . . . . .	187
B.2.2	Simulationsbasierte Vergleichsanalyse . . . . .	189
	<b>Literatur</b>	<b>197</b>



# Nomenklatur

$A, B, C, D$	Zustandsraummatrizen
$A_d, B_d, C_d, D_d$	diskrete Zustandsraummatrizen
$A_b$	Blendenöffnungsfläche
$A_f$	Fehleramplitude
$A_K$	Kolbenfläche
$A_z$	Zuleitungsquerschnittsfläche
$A_{min}$	Strömungsquerschnitt nach einer Blende
$A_{fmin}$	minimale detektierbare Amplitude
$A_{osz}$	Amplitude des oszillatorischen Signals
$c$	Konstante
$c_j$	Festklemmposition des Aktuators
$C_K$	Vektor der konstanten Koeffizienten des Aktuatormodells
$C_i^{(j)}$	konstanter Koeffizient des Aktuatormodells
$C_i^{(j)}(p_f)$	parameterabhängiger Koeffizient des Aktuatormodells
$C_{i,0}^{(j)}$	nomineller Polynomkoeffizienten
$C_{i,p_f,k}^{(j)}$	Polynomkoeffizient des Aktuatormodells
$\bar{C}_i$	konstanter Koeffizient des Aktuatormodells nach [VHO11]
$C_i(p_f)$	parameterabhängiger Koeffizient des Aktuatormodells nach [VHO11]
$C_{i,0}$	nomineller Polynomkoeffizient nach [VHO11],
$C_{i,p_f,k}$	Polynomkoeffizient nach [VHO11],
$\bar{C}_i$	über den Parameterbereich gemittelte Koeffizienten des Aktuatormodells, mit $i = 0, \dots, 3$
$C_{df}$	Durchflusskoeffizient
$C_e$	Einschnürungskoeffizient
$C_H$	hydraulische Kapazität des Aktuators
$C_{H,1}, C_{H,2}$	hydraulische Kapazitäten der Zylinderkammern
$C_{r,h}, C_{r,q}, C_{r,s}$	Scharniermomentenbeiwert von Höhen-, Quer- und Seitenruder
$C_A$	Kriterium der kleinsten detektierbaren Amplitude
$C_{DZ}$	Detektionszeitkriterium
$C_{FAR}$	Fehlalarmkriterium
$C_{IZ}$	Identifikationszeitkriterium
$C_{MDR}$	Kriterium für nichtdetektierte Fehler
$C_{RB}$	Robustheitskriterium
$\tilde{C}_{RB}(\rho)$	parameterabhängiges Robustheitskriterium
$\mathcal{D}$	Menge an Störsignalen
$d$	Störvektor

---

$F(\dots)$	Zustandsvektorfunktion
$\mathcal{F}$	Menge an Fehlersignalen
$F_{aero}$	aerodynamische Kraftkomponente
$F_D$	Dämpfungskraft
$F_L$	Lastkomponente
$F_f$	Fehlerkraftkomponente
$f$	Fehlervektor
$f_A$	Aktuatorfehler
$f_s$	Sensorenfehler
$G(\dots)$	Ausgangsvektorfunktion
$G_d(s)$	Übertragungsmatrix/-funktion von Störungen auf Systemausgänge
$G_f(s)$	Übertragungsmatrix/-funktion von Fehlern auf Systemausgänge
$G_{fr}(s)$	gewünschte Übertragungsmatrix/-funktion von Fehlern auf Residuen
$G_u(s)$	Übertragungsmatrix/-funktion von Steuereingängen auf Systemausgänge
$h$	Flughöhe
$I$	Einheitsmatrix
$I_c$	Steuerstrom des Steuerventils
$J_{th}$	Grenzwert
$J_{th}^f$	Fehlalarmsschwelle
$J_{th}^d$	Detektionsschwelle
$\tilde{J}_{th}^f(\bar{\rho})$	parameterabhängige Fehlalarmsschwelle
$\tilde{J}_{th}^d(\bar{\rho})$	parameterabhängige Detektionsschwelle
$k_0$	nominelle Aktuatorverstärkung
$k_f$	lineare Übertragungsverstärkung zwischen Stangenposition und Steuerfläche
$k_l$	Faktor zur Modellierung eines Wegdriftens des Sensorsignals
$k_d$	Dämpfungskoeffizient
$k_p$	Reglerverstärkung
$k_{poly(j)}$	polynomialer Modellkoeffizient $j$ -ter Ordnung
$k_{nl}$	nichtlinearer Modellkoeffizient
$k_v$	Verstärkung des Steuerventils
$L$	Länge des Aktuatorzylinders
$m$	zu bewegende Masse des Aktuators
$M_k$	quadratische Summe zum Zeitpunkt $kT_s$
$Ma$	Machzahl
$M_f$	Masse des Flugzeugs
$M_h, M_q, M_s$	Moment von Höhen-, Quer- und Seitenruder
$m_u$	Anzahl der Steuereingänge
$m_d$	Anzahl der Störeingänge
$m_f$	Anzahl der Fehler
$N_{FA}$	Anzahl der Fehlalarme

---

$N_{FAR}$	Anzahl der Simulationen zur Ermittlung der Anzahl an Fehlalarmen
$N_{MD}$	Anzahl nichtdetektierter Fehler
$N_{MDR}$	Anzahl der Simulationen zur Ermittlung der Anzahl nicht detektierter Fehler
$N_d$	Anzahl der definierten Störsignale
$N_f$	Anzahl der definierten Fehlersignale
$N_u$	Anzahl der definierten Steuersignale
$N_\rho$	Anzahl der definierten Parameterkombinationen
$n$	stochastisches Störsignal
$\Delta n_{max}$	maximale Änderung des Störsignals in einem Zeitschritt
$p$	Anzahl der Ausgänge
$p_f$	Parametervektor der aerodynamischen Last
$p_r$	Rollrate des Flugzeugs
$P$	Periodenzahl
$p_{dyn}$	dynamischer Druck
$P_0$	Druck im Reservoir
$P_1, P_2$	Drücke in den Zylinderkammern
$P_{B1}, P_{B2}$	Drücke vor und nach der Blende
$P_l, P_r$	Drücke in den Zuleitungen zum Steuerventil
$P_L$	Lastdruck
$P_v$	Versorgungsdruck
$P_{ref}$	Referenzdruck
$Q$	Volumenstrom
$Q_1, Q_2, Q_L$	Volumenströme im Aktuatorzylinder
$q$	Anzahl der Residuen
$q_m$	Anzahl der Modelldetektoren in einem FDD-System
$Q(s)$	Übertragungsfunktion/-matrix des Residuenfilters
$Q_{v,1}, Q_{v,2}$	Volumenströme am linken Steuerventilkolben
$r$	Residuenvektor
$R_u(s)$	Übertragungsmatrix/-funktion von Steuereingängen auf Residuen
$R_f(s)$	Übertragungsmatrix/-funktion von Fehlern auf Residuen
$R_d(s)$	Übertragungsmatrix/-funktion von Störungen auf Residuen
$S$	Fehlersignaturmatrix
$\bar{S}$	vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix eines Systems
$s$	komplexe Variable der Laplace-Transformation
$s_k$	komplexer Abbildungszeiger
$S_h, S_q, S_s$	Fläche von Höhen-, Quer- und Seitenruder
$t_d$	Detektionszeitpunkt
$t_{det}$	Detektionszeit
$\hat{t}_{det}$	normierte Detektionszeit
$t_{id}$	Identifikationszeitpunkt
$t_{ident}$	Identifikationszeit

---

$\bar{t}_{ident}$	normierte Identifikationszeit
$t_f$	Fehlerauftrittszeitpunkt
$t_{gef}$	geforderte Detektionszeit
$t_{gef,id}$	geforderte Identifikationszeit
$t_{mv}$	Simulationszeit eines Manövers
$T$	Transformationsmatrix
$T_a$	Zeitkonstante des Aktuators
$T_s$	Abtastzeit
$T_{sen,i}$	Zeitkonstante des Sensors $i$
$T_v$	Zeitkonstante des Steuerventils
$T_w$	Zeitfenster
$\mathcal{U}$	Eingangsmenge
$u$	Steuervektor
$u_{AP}$	Autopiloteneingangsvektor
$u_P$	Piloteneingangsvektor
$v_1, v_2$	Strömungsgeschwindigkeiten vor und nach einer Blende
$V$	Fluggeschwindigkeit (Fahrt)
$V_1, V_2$	Spalten der Fehlersignaturmatrix
$V_{z,1}, V_{z,2}$	Volumina der Zuleitungen zum Hydraulikzylinder
$w$	Öffnungsquerschnittsgradient
$w_f$	Führungsgröße des Piloten
$x$	Aktuatorzustand
$x_{lim}$	Sättigungsposition des Aktuators
$X(\omega)$	fouriertransformiertes Signal
$\dot{x}, v$	Geschwindigkeit des Aktuatorkolbens
$X_{cg}$	Flugzeugschwerpunkt
$x_Q$	Zustandsvektor des Residuenfilters
$\bar{x}$	Mittelwert
$x_{fl}$	Ausschlagposition der Höhenflosse
$x_v$	Position des Steuerventils
$x_s$	Sensorzustandsvektor
$x_1, x_2, x_3$	Sensorzustände
$x_f$	Flugzeugzustandsvektor
$x_{poly(j)}$	Zustand der polynomialen Approximation $j$ -ter Ordnung
$y$	Aktuatorausgangsvektor
$\bar{y}$	geschätzter Ausgangsvektor
$y_1, y_2, y_3$	Aktuatorausgangssignale
$y_f$	Flugzeugausgangsvektor



---

$\alpha$	Gewichtungsfaktor der Signalevaluierung
$\alpha_f$	Anstellwinkel des Flugzeugs
$\alpha_{f,0}$	Trimmanstellwinkel des Flugzeugs
$\alpha_s$	Faktor zur Modellierung von Sensorfehlern
$\beta$	Gewichtungsfaktor der Signalevaluierung
$\beta_f$	Schiebewinkel des Flugzeugs
$\gamma$	Vergessensfaktor
$\gamma_d$	Vergessensfaktor des zeitdiskreten Narendra-Filters
$\zeta_v$	Dämpfung des Steuerventils
$\eta$	Identifikationssignal
$\theta$	Evaluierungsvektor
$\iota$	Fehlerindexvektor
$\kappa$	Kompressionsmodul von Öl
$\bar{\Lambda}$	kontinuierliche Menge messbarer und unsicherer Parameter
$\tilde{\Lambda}$	kontinuierliche Menge nichtmessbarer und unsicherer Parameter
$\nu$	Verhältnis von gemessenem und geschätztem Ausgangssignal
$\xi$	Zustand des Evaluierungsfilters
$\Pi$	kontinuierliche Menge unsicherer Parameter
$\Pi_N$	diskrete Menge unsicherer Parameter
$\rho$	Parametervektor
$\bar{\rho}$	Vektor messbarer Parameter
$\tilde{\rho}$	Vektor nichtmessbarer Parameter
$\rho_f$	Dichte der Hydraulikflüssigkeit
$\rho_l$	Dichte der Luft
$\varrho$	Modellparametervektor zur Beschreibung von Multimodellen
$\varrho_{eff}$	Parametervektor zur Modellierung des Effizienzverlusts
$\varrho_k$	Parameter zur Modellierung des Festklemmens eines Aktuators
$\sigma$	Varianz
$\varsigma$	Fehlersignaturvektor
$\phi$	Vektor der freien FDD-Systemparameter
$\phi_{osz}$	Phasenverschiebung eines oszillierenden Signals
$\omega_l$	Frequenzstützstelle der DFT
$\bar{\omega}_l$	oberer Grenzwert eines Frequenzintervalls
$\underline{\omega}_l$	unterer Grenzwert eines Frequenzintervalls
$\omega_{v,0}$	Eigenfrequenz des Steuerventils
$\omega_{osz}$	Frequenz eines oszillierenden Signals
$\Omega_S$	Menge der Frequenzstützpunkte



# Abkürzungsverzeichnis

CAS	kalibrierte Fluggeschwindigkeit engl.: calibrated airspeed
DFT	diskrete Fouriertransformation
DTP	Leistungsindex der Detektionszeit engl: detection time performance
FAR	Fehlalarmrate engl: false alarm rate
FbW	Fly-by-Wire
FD	Fehlerdetektion
FDD	Fehlerdetektion und -diagnose
FDI	Fehlerdetektion und -isolation
FDIP	Fehlerdetektions- und -isolutionsproblem
FDP	Fehlerdetektionsproblem
FFT	schnelle Fouriertransformation engl: fast fourier transformation
HIL	hardware in the loop
LPV	linear, parametervariant
LTI	linear, zeitinvariant engl.: linear time invariant
LVDT	linearer Positionsgeber engl.: linear variable differential transformer
MD	Modelldetektion
MDR	Rate nichtdetektierter Fehler engl: missed detection rate
MDP	Modelldetektionsproblem
OFC	oszillatorischer Fehlerfall engl. oscillatory failure case
RFDP	robustes Fehlerdetektionsproblem
RVDT	rotatorischer Positionsgeber engl.: rotary variable differential transformer
TAS	wahre Fluggeschwindigkeit engl.: true airspeed



# 1 Einführung in die Problemstellung

Die immer weiter fortschreitende Elektrifizierung technischer Prozesse in den letzten Dekaden eröffnet speziell bei Flugsystemen neue Möglichkeiten der Optimierung von Flugeigenschaften und Flugleistungen. Zudem kann dadurch eine gesteigerte Kosteneffektivität sowie eine bessere Umweltverträglichkeit als zentrales Verlangen der Gesellschaft erreicht werden. Zur Optimierung des Flugzeugentwurfs wird dabei die Bereitstellung vitaler Stabilitäts- und Flugeigenschaften zum Großteil an das Fly-by-Wire (FbW) Flugsteuer- und Regelsystem delegiert. Dementsprechend besitzen moderne Flugzeuge eine Vielzahl von Aktuatorenssystemen, die zur Ansteuerung der unterschiedlichen Steuerflächen verwendet werden. Die Aktuatoren werden dadurch, angefangen von der primären Flugsteuerung über die Optimierung der Flugeigenschaften bis hin zur Lastabminderung, eingesetzt. Sie stellen dabei auf Grund ihrer zentralen Position als Stellglieder inmitten des Regelkreises einen absolut sicherheitskritischen Bestandteil der Flugregelsysteme dar. Ein fehlerhaftes Verhalten oder ein Ausfall bringt die Gefahr der Destabilisierung der Flugzeugdynamik mit sich. Dies mündet unweigerlich in einem erhöhten Anspruch an die Zuverlässigkeit moderner Aktuatorenssysteme. Folglich ist eine adäquate Überwachung der eingesetzten Aktuatoren ein notwendiger Baustein eines jeden Flugregelsystems.

## 1.1 Motivation und Zielsetzung der Arbeit

Zur Verbesserung der operationellen Zuverlässigkeit von Flugzeugen wird in dieser Abhandlung ein systematischer Ansatz zur Auslegung eines Systems zur Fehlerdiagnose für Aktuatorenssysteme von modernen Flugzeugen erarbeitet. Dabei werden die notwendigen Randbedingungen, die sich aus der Sicherheitskritikalität von Flugsystemen ergeben, berücksichtigt. Der Begriff der Fehlerdiagnose wird dabei traditionell in verschiedene Komplexitätsstufen und Aufgaben aufgeteilt. Die *Fehlerdetektion* definiert das Auffinden eines Fehlers in einem System und ist somit eine binäre Entscheidung, ob ein Fehler in diesem System vorliegt oder nicht. Die *Fehlerisolation* lokalisiert die auftretenden Fehler. Die *Fehleridentifikation* liefert quantitative und qualitative Informationen über die detektierten Fehler. Fehlerdetektion zusammen mit deren Isolation und Identifikation wird in der Literatur als Fehlerdetektion und -diagnose (FDD) bezeichnet.

Üblicherweise werden bei der Auslegung eines FDD-Systems die einzelnen Schritte, wie in Abbildung 1.1 dargestellt, getrennt voneinander betrachtet. Basierend auf den physikalischen Systemen werden komplexe mathematische Systemmodelle erstellt, welche mittels Trimmungs- und Linearisierungsroutinen linearisiert werden, mit denen sich durch die Verwendung unterschiedlicher Methoden Residuenfilter auslegen lassen. Ist ein entsprechender Residuenfilter gefunden, werden Evaluierungsmethoden zur Nachbe-

arbeitung der Residuensignale eingeführt, um schlussendlich - meist durch zahlreiche numerische Simulationen des komplexen, nichtlinearen Modells - Grenzwerte für die Entscheidungsfindung zu bestimmen, bei deren Überschreitung ein Fehler im System als erkannt gilt. Da in vielen Fällen die gewählten Parameter je nach Analyseergebnissen an die Wirklichkeit angepasst werden müssen, um die Anforderungen zu erfüllen, liegt ein iterativer Prozess vor, bis sich letztlich ein validiertes, robustes FDD-System ergibt. In der vorliegenden Arbeit wird dieser iterative Ansatz durch die Definition neuartiger Leistungskriterien, welche am nichtlinearen System ausgewertet und optimiert werden können, und die Anwendung fortschrittlicher Optimierungsmethoden vereinfacht.

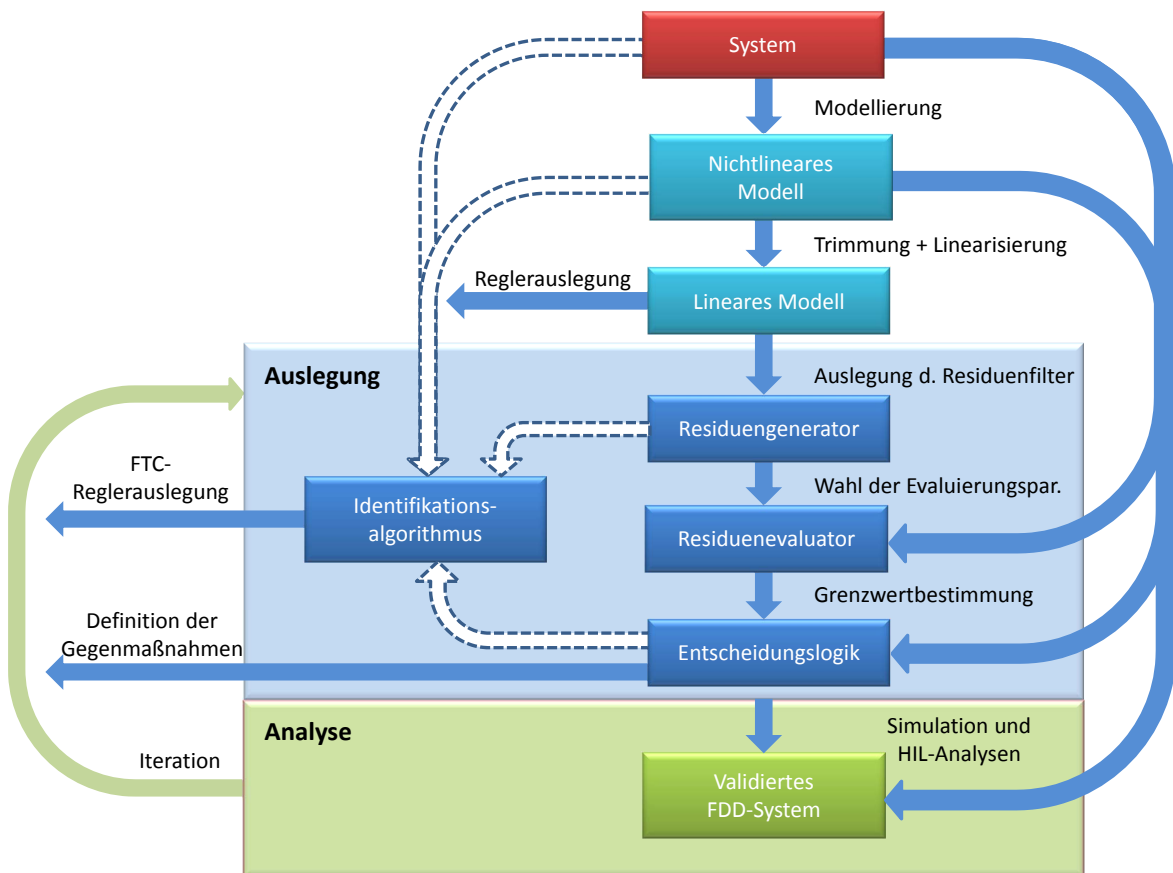


Abbildung 1.1: Auslegungsprozess eines FDD-Systems

Im Großteil der Beispiele in der Literatur wird die Detektion des Fehlers als ausreichend betrachtet und die Fehleridentifikation zur Gänze außer Acht gelassen. Ein relevanter Ansatz findet sich jedoch in [CRA88], wobei ein teilweise lokaler Ansatz, d. h. ein Ansatz auf der untersten Systemebene, genutzt wird, um mit Hilfe von Paritätsgleichungen Fehler am Aktuator eines hochgradig reglergestützten Kampfflugzeugs zu detektieren und zu identifizieren. Es wird der Umstand hervorgehoben, dass die Fehleridentifikation speziell für eine etwaige fehlertolerante Regelung ein unabdingbares Werkzeug ist. Demnach werden in der vorliegenden Abhandlung für alle relevanten Fehler an Aktuatoren sowie an deren Sensoren Identifikationsalgorithmen betrachtet. Die Fehleridentifikation

wird dazu genutzt, die erfolgte Detektion zu bestätigen, was die Robustheit des FDD-Systems entscheidend verbessert. Dazu wird eine neuartige Struktur von FDD-Systemen vorgeschlagen, die eine individuelle Einstellung der freien Systemparameter für einen jeden Fehler erlaubt, wodurch letztlich die spezifischen Eigenschaften eines jeden Fehlers berücksichtigt werden können und zugleich das höchstmögliche Maß der definierten Robustheitseigenschaften erreicht wird. Ähnlich wie bei der Reglerauslegung ist eine einschlägige Analyse des ausgelegten FDD-Systems, zuerst am nichtlinearen Modell, später an der Hardware selbst notwendig. Durch die Anwendung optimierungsbasierter Ansätze zur Systemvalidierung gelingt eine Minderung des zeitlichen Aufwands dieses Auslegungsprozesses.

## 1.2 Historischer und konzeptioneller Überblick

Fehlerdetektion und -diagnose wurden mit der Einführung von Instrumenten zur Messung von Prozessgrößen möglich. Ende des 19. Jahrhunderts wurden technische Prozesse anhand ihrer Grenzwerte überwacht. In den 30er-Jahren waren Aufnahmegeräte das Standardinstrument zur Signalüberwachung. In den 60er-Jahren erfuhr die Automatisierung technologischer Prozesse, basierend auf neuen technischen Möglichkeiten, eine rasante Weiterentwicklung. Die treibende Kraft war dabei ein gesteigerter Anspruch an die Produktqualität und Prozesseffizienz und auch - aus finanziellen und arbeitstechnischen Gründen - das Streben nach Unabhängigkeit von menschlichen Arbeitsschritten. Für die Fehlerüberwachung wurden dazu analoge Systeme mit transistorbasierten Verstärkern genutzt, die die Grundlage der Grenzwertüberwachung darstellten. Signalbasierte Methoden wie Spektralanalysen wurden mit Hilfe von analogen Bandpassfiltern und Oszilloskopen realisiert. Ende der 60er-Jahre ersetzen erste programmierbare Rechner die fest verdrahteten Schaltungen. Mit der Entwicklung von relativ preiswerten Microcomputern in den 70er-Jahren wurde der Automatisierungsprozess weiter forciert, weil die Aufgabe von einem einzigen, einfach zu implementierenden Bauteil übernommen werden konnte. Ab diesem Zeitpunkt konnten Computer somit direkt am System für dessen Überwachung eingesetzt werden und einer Implementierung softwarebasierter Fehlerdetektionsalgorithmen stand nichts mehr im Wege.

So wurden die ersten modellbasierten Ansätze für Fehlerdetektion zur Überwachung von Flugzeugen ([Bea71], [Jon73]) und chemischen Prozessen ([Him78]) veröffentlicht. Ein Großteil dieser Ansätze basierte auf Paritätsgleichungen [Ise06]. In weiterer Folge wurden Zustandsbeobachter entwickelt, die unter anderem mit Hilfe von Luenberger Zustandsbeobachtern [Jon73] oder Kalman-Filtern [MP71] entsprechende Residuensignale erzeugen, die auch zum Zwecke der Fehlerdetektion genutzt werden können. Die Berücksichtigung spezieller Problemstellungen führte zu der Weiterentwicklung dieser Beobachter in die unterschiedlichsten Richtungen, wie z. B. des „unknown input Beobachters“ zur Entkopplung der Zustandsschätzungen von nichtmessbaren Eingangssignalen [WH82]. Eine weitere wichtige Methode der Fehlerdetektion ist die Parameterschätzung, die zu Beginn für die Überwachung von Düsenturbinen [BRR79] eingesetzt wurde. Eine Verallgemeinerung der Auslegung von Fehlerdetektoren, basierend auf der Berechnung

von Nullraumbasen, geht formell auf Frisk und Nyberg ([FN01]) zurück. Dabei wurde ein auf Polynomialbasen beruhender Ansatz abgeleitet, dem die Arbeit [PH98] vorausgeht, die bereits als nullraumbasierte Synthese von Fehlerdetektionsfiltern interpretiert werden kann. Auf Grund der allgemeinen Formulierung der Problemstellung lassen sich mit dieser Methode sowohl für deterministische als auch stochastische Systeme Lösungsansätze für das exakte und approximierbare Fehlerdetektionsproblem angeben [Var13]. Zudem ist auch die Lösung des robusten Fehlerdetektionsproblems möglich, was die Synthese von parameterabhängigen Residuenfiltern erlaubt [Var11a].

Auch wenn alle erwähnten Methoden für unterschiedliche Zwecke entwickelt wurden, ist ihnen gemeinsam, dass für ihre Anwendung ein Prozessmodell notwendig ist. Dadurch grenzen sie sich von anderen Methoden wie den rein signalbasierten Ansätzen ab und besitzen eine direkte Verbindung zur modernen Regelungstheorie. Der Unterschied der verschiedenen Ansätze der modellbasierten Fehlerdetektion liegt im Wesentlichen in der Verwendung des Prozessmodells zur Residuengenerierung. Heute existiert neben der modellbasierten Fehlerdetektion auch weiterhin die signalbasierte Methodik sowie die auf Hardwareredundanz basierende Fehlerdetektion. Streng genommen stellt letztere Methode ebenfalls eine signalbasierte Methode dar, weil gemessene Signale redundanter Komponenten verarbeitet und verglichen werden. In der Literatur finden sich zahlreiche Quellen, welche eine systematische Einteilung der unterschiedlichen Problemstellungen und Lösungsansätze vornehmen (z. B. [CP99], [Ger98], [Bla+03], [Din+00], [Sab+00]). Nachfolgend wird eine Übersicht über die unterschiedlichen Methoden gegeben.

### Signalbasierte Methoden

Historisch betrachtet stellen signalbasierte Methoden den Beginn der automatisierten Fehlerdetektion dar und erfreuen sich heute weiterhin großer Beliebtheit. Dies ist in der Einfachheit der Implementierungen und der hohen Zuverlässigkeit begründet. Allerdings beschränkt sich ihr Einsatz häufig nur auf einen stationären Arbeitspunkt. Abweichungen von diesem erfordern zugleich Änderungen der definierten Grenzwerte, die notwendig zur Beurteilung zwischen fehlerfreiem und fehlerhaftem Systemverhalten sind, und dadurch implizit die Kenntnis des dynamischen Prozesses. Nachfolgend ist eine grobe Übersicht der unterschiedlichen signalbasierten Ansätze aufgelistet.

- Direkte Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung wird direkt auf vorhandene Messsignale angewendet. Die einfachste Methode bietet dabei der Vergleich von gemessenen Ausgangsgrößen mit definierten Grenzwerten, die im fehlerfreien Betrieb nicht überschritten werden dürfen. Eine fortgeschrittene Variante ist die Vorverarbeitung der Signale, z. B. durch den Einsatz adäquater Filter. Hierbei geht man davon aus, dass die Signale die Fehlerinformation beinhalten und diese durch Berechnungen von Zeitbereichsfunktionen wie Amplitude, Mittelwert und Varianz oder von Frequenzbereichsfunktionen wie Signalspektren erkennbar gemacht werden können. Mit Hilfe von Plausibilitätsüberprüfungen lassen sich einzelne berechnete Funktionen zur Beurteilung der Situation binär verknüpfen. Umfassende Plausibilitätsüberprüfungen erfordern



die Definition von Grenzwerten, um den erlaubten Bereich der Systemvariablen einzugrenzen. Eine Änderung dieses erlaubten Bereichs im Betrieb erfordert eine Beschreibung des dynamischen Prozesses, weshalb die Plausibilitätsüberprüfung als eine Vorstufe der modellbasierten Fehlerdetektion interpretiert werden kann [Ise06].

- **Aktive Fehlerdetektion**

Bei aktiven Fehlerdetektionsmethoden werden Systeme während ihres normalen Betriebs mit zusätzlichen Eingangssignalen angesteuert, um mögliche Fehler mit den Methoden der direkten Signalverarbeitung zu entdecken.

- **Hardwareredundanz**

Hardwareredundante Systeme werden häufig eingesetzt, um Systeme robust gegen Ausfälle der einzelnen Systemkomponenten zu gestalten. Dabei wird der Ausfall einer Komponente durch die übrigen funktionsfähigen Komponenten kompensiert. Darüber hinaus bietet dieser Ansatz, sofern die zusätzlichen Komponenten ausreichend mit Sensoren ausgestattet sind, die Möglichkeit, mit Hilfe dieser vorliegenden Messungen Fehlerdetektion und -diagnose durchzuführen.

## **Modellbasierte Methoden**

Ähnlich wie die hardwarebasierte Redundanz liefern modellbasierte Methoden durch ein parallel laufendes Prozessmodell ein oder mehrere zusätzliche Signale, welche zur Fehlerdetektion eingesetzt werden können. Das mathematisch approximierte Prozessmodell beschreibt dabei die Übertragung verschiedener Messsignale. Damit lässt sich ein Residuensignal, d. h. ein Differenzsignal aus künstlich generierten Modellausgangs- und Messsignalen, erzeugen, welches das Vorhandensein von Fehlern anzeigt. Der Vergleichsalgorithmus wird als Residuengenerator bezeichnet, dessen Auslegung auf unterschiedlichen Ansätzen basieren kann. Einige relevante Ansätze sind nachfolgend aufgelistet:

- **Beobachter**

Diese Methodik basiert auf sog. diagnostischen Beobachtern, die zur Erzeugung der Residuensignale ausgelegt werden und auf weit verbreiteten Methoden zur Beobachtersynthese zur Zustandsbeobachtung beruhen. Die freien Parameter in der Auslegung des Filters können zur Entkopplung der Residuen genutzt werden. Der Einfluss des Fehlers auf das Residuum lässt sich mittels der Lage der Pole beeinflussen [Jon73], [MP71].

- **Paritätsgleichungen**

Diese ermöglichen es, auf einfachem Wege das Wissen über ein dynamisches System als analytische Redundanz einzusetzen. Dabei werden Modellgleichungen mit Hilfe von linearen Transformationen sortiert, um entsprechende Fehlerdetektoren auszuliegen. Diese wiederum liefern Residuen, welche im fehlerfreien Fall, d. h. wenn das physikalische System mit den Modellgleichungen übereinstimmt (Parität), gleich

null bzw. entsprechend klein sind. Mittels der Transformation lassen sich dabei Freiheitsgrade definieren, um unterschiedliche Systemeingänge von den Residuen bzw. einzelne Residuen untereinander zu entkoppeln [Ise06].

- Parameterschätzung

Bei der Parameterschätzung bildet ein Referenzmodell, welches für den fehlerfreien Fall mittels Messdaten vorab identifiziert wird, die Grundlage der Fehlerdetektion. Die Systemparameter werden in Echtzeit während des Systembetriebs geschätzt und generieren bei Abweichungen von ihren jeweiligen identifizierten Referenzwerten eine Fehlerindikation. Solche Methoden erscheinen auf den ersten Blick auf Grund der Möglichkeit der direkten Berechnung vorhandener Systemparameter zuverlässiger, jedoch besitzen sie einen weitaus höheren Anspruch in Bezug auf ihre Berechnung und Echtzeitfähigkeit. Auch die Problematik der adäquaten Systemanregung darf dabei nicht außer Acht gelassen werden, weil ohne diese Anregung keine Schätzung der Systemparameter möglich ist [BRR79].

Die Zusammenhänge der einzelnen Ansätze untereinander wurden von zahlreichen Autoren erörtert. So werden z. B. in [PC96] die Verbindungen zwischen Beobachterentwurf und Parameteridentifizierung aufgezeigt. Alle drei aufgezählten Methoden basieren auf Eingangs-/Ausgangsbeschreibungen des zu beobachtenden Systems und ermöglichen die Auslegung entsprechender Residuengeneratoren. Je nach Problemstellung bergen die unterschiedlichen Methoden Vor- und Nachteile. In den 90er-Jahren wurden mittels der robusten Regelungstheorie Ansätze zur Auslegung von Fehlerdetektionsfiltern vorgeschlagen. Dabei gelingt es mit Hilfe von  $H_2$ - oder  $H_\infty$ -Methoden Filter zu generieren, die eine entsprechende Wirkung des Fehlers sowie die Unterdrückung der Einflüsse von Steuer- und Störeingängen auf die Residuen sicherstellen. Nichtsdestoweniger wurde in [CP99] darauf hingewiesen, dass die Notwendigkeit besteht, numerisch adäquate Ansätze für die Auslegung solcher Fehlerdetektionsfilter zu entwickeln. Trotz einer Vielzahl von Ansätzen in der Literatur konnte man keine allgemein gültigen und numerisch zuverlässigen Algorithmen für die Berechnung von Filtern für Systeme höherer Ordnung bereitstellen. Dies gelang schlussendlich Anfang des 21. Jahrhunderts durch die Nutzung der Nullraumbeziehung für die Auslegung von Filtern für die Fehlerdetektion und -isolation [Var03], [Var13].

- Nullraumbasierte Methode

Im weiteren Sinn stellt die nullraumbasierte Auslegung von Fehlerdetektionsfiltern eine übergeordnete Methode existierender Ansätze dar, weil jegliche Beobachter- und Paritätsansätze als Spezialfall einer nullraumbasierten Auslegung interpretiert werden können [Var09c]. Mit dem nullraumbasierten Ansatz wird durch gezielte Berechnung von Nullräumen mittels der vorhandenen Ein- und Ausgangssignale des Systems sowie Modellgleichungen eine Entkopplung der Residuen von Systemeingängen wie Steuer- und Störsignalen bei gleichzeitiger Koppelung mit den Fehlersignalen bestimmt. Die Hauptunterschiede zu den zuvor vorgestellten

modellbasierten Methoden liegen dabei in den numerischen Eigenschaften und Voraussetzungen der Berechnung. Paritätsgleichungsbasierte Methoden führen häufig zu numerischen Stabilitätsproblemen, während Beobachter zum Teil gravierende Einschränkungen in Bezug auf die Systemvoraussetzungen fordern. Des Weiteren ist die Berechnung von Detektoren minimaler Ordnungen meist nicht möglich, was jedoch speziell bei komplexeren Systemen höherer Ordnung von entscheidender Relevanz ist. Die nullraumbasierte Methode hingegen erlaubt das Auslegen von Residuenfiltern minimaler Ordnung durch numerisch stabile Berechnungsalgorithmen [Var08a]. Auf Grund dieser Vorteile gegenüber anderen Methoden ist die nullraumbasierte Methode zur Erzeugung von Residuenfiltern in dieser Arbeit die primäre Wahl für die Auslegung der Residuengeneratoren.

### 1.2.1 Fehlerdiagnose am System Flugzeug

Die Flugzeugindustrie war und ist stets einer der Motoren für die Weiterentwicklung moderner Regelungs- und Fehlererkennungsansätze. Im Gegensatz zu den ersten entwickelten Fluggeräten besitzen die in der Gegenwart eingesetzten Flugzeuge eine Vielzahl an Aktuatoren, welche die dazugehörigen Steuerflächen stellen. Eine gezielte Ansteuerung dieser Aktuatoren ist durch den Einsatz moderner FbW-Flugregelungssysteme möglich. Neben der primären und sekundären Steuerung des Flugzeugs werden mit Hilfe der Steuerflächen auch unterschiedliche Leistungskriterien wie Widerstand und aerodynamische Lasten optimiert, womit eine gesteigerte Systemkomplexität einhergeht. Dabei muss stets das höchste Maß an Sicherheit gewährleistet werden. Um Flugsysteme so fehlertolerant wie möglich zu gestalten, werden von den Flugzeugherstellern diverse Maßnahmen ergriffen: Wie in [Gou09] beschrieben, werden sicherheitskritische Komponenten, wie unter anderem Flugrechner, Sensoren, Aktuatoren, Hydraulik- und Stromkreise, mehrfach redundant in das Flugzeug integriert, um bei einem Ausfall einer einzelnen Komponente den sicheren Weiterbetrieb gewährleisten zu können. Diese Mehrfachimplementierung der Systemkomponenten ermöglicht zugleich die Nutzung eines hardwarebasierten Fehlerdetektionsansatzes, indem die redundant vorliegenden Messsignale miteinander verglichen werden, um etwaige Fehlerquellen isolieren zu können. Als einer der Hauptgründe, warum modellbasierte Ansätze sinnvoll sind, wird in der Literatur die Einsparmöglichkeit des zusätzlichen Gewichts der redundanten Komponenten genannt. Für die Zukunft erscheint der Ersatz von Hardwarekomponenten durch analytische Modelle als der richtige Weg. Der jetzige Stand der Technik nutzt modellbasierte Ansätze jedoch primär als Ergänzung zu den redundanten Systemkomponenten. Dies ist im Falle von Flugsystemen primär in den aufwendigen und strengen Zertifizierungsverfahren begründet, bei denen stets die höchsten Sicherheitsanforderungen zugrunde gelegt werden, welche bei alleiniger Überwachung durch modellbasierte Methoden nur schwer nachzuweisen ist. Demnach erscheint eine ausgewogene Mischung aus neuen (analytischen) und bereits implementierten Methoden als sinnvoller Weg und führt zu einem sichereren Gesamtsystem Flugzeug [Zol11].

In der Literatur finden sich zahlreiche Ansätze zur die Erkennung unterschiedlicher Fehlerszenarien für Flugzeuge. Modellbasierte Erkennungen von Sensorenfehlern auf

Flugzeugsysteme finden sich bspw. in [AE11] oder [EVS11] basierend auf Beobachtern, in [EC11] bzw. [Lom11] auf Parameterschätzung oder in [OV11] auf der nullraum-basierten Methode. Die modellbasierte Erkennung von Aktuatorfehlern auf globaler Systemebene wird unter anderem in [Mar11] und [HZ11] jeweils durch die Anwendung von  $\mathcal{H}_\infty$ -Ansätzen vorgeschlagen. Auf Aktuatorebene wurde das Problem der modellbasierten Fehlerdetektion bspw. in [Van+12a] durch den Paritätsgleichungsansatz behandelt.

Als Hindernis stellt sich der Implementierung von analytischen Methoden jedoch der strenge Zertifizierungsprozess in den Weg, bei dem die Stabilität und Robustheit in jeglichen Flugszenarien nachgewiesen werden muss. In diesem Zusammenhang ist auch die meist streng limitierte, verfügbare Rechenleistung am Flugrechner zu sehen, weil eine Zertifizierung neuer Rechnertechnologien relativ große finanzielle Mittel erfordert und daher gerne auf altbewährte, bereits zertifizierte Technologien zurückgegriffen wird. Aus diesem Grund sind viele der genannten Ansätze aus der Literatur aktuell nur schwer implementierbar. Daher bevorzugen Flugzeughersteller weniger komplexe Fehlerdetektionssysteme, die zudem auf Komponentenebene eingesetzt werden können. Beispiele für solche modellbasierten Detektionsalgorithmen geringerer Komplexität, die schlussendlich tatsächlich in modernen Flugzeugen implementiert und in den Flugbetrieb übernommen werden konnten, finden sich z. B. in [Gou07] und [Gar+09].

## 1.3 Vorgehensweise und Aufbau

In der vorliegenden Arbeit wird der durchgehende Auslegungsprozess eines FDD-Systems auf Komponentenebene für hydraulische Aktuatoren betrachtet, um alle relevanten Aktuatorfehler detektieren, isolieren und identifizieren zu können. Da die am Aktuator installierten Sensoren selbst ein wesentlicher Bestandteil des gesamten Stellsystems sind, ohne die eine Regelung des Aktuators nicht möglich ist, werden alle wichtigen Aktuator-sensorenfehler sowie Sensorkonfigurationen am Aktuator in der Betrachtung berücksichtigt. In Kapitel 2 werden die physikalischen Grundlagen von elektrohydraulischen Aktuatoren hergeleitet, welche die Voraussetzung für die anschließende Erarbeitung von mathematisch vereinfachten Aktuatoremodellen darstellen. Diese werden für die modellbasierte Auslegung der Fehlerdetektoren verwendet. Im Hinblick auf die Auslegung der Fehlerdetektoren für das Aktuatorensystem werden zu Beginn des Kapitels 3 die relevanten Grundlagen der nullraum-basierten Detektorauslegung erörtert. Anschließend folgt die Diskussion der Signalevaluierungsfunktionen sowie die Aspekte der Entscheidungsfindung. Zum Abschluss von Kapitel 3 werden die wesentlichen Aspekte und mathematischen Grundlagen der Werkzeuge zur Fehleridentifikation diskutiert.

Die Überlegungen im Grundlagenkapitel 3 ebnen den Weg für die Einführung eines neuen Ansatzes für die optimale Auslegung von FDD-Systemen: Das Syntheseproblem des FDD-Systems lässt sich dabei als mehrzieliges Auslegungsproblem formulieren, um die freien FDD-Systemparameter im Hinblick auf definierte Leistungs- und Robustheitskriterien möglichst optimal einstellen zu können. Die Idee, mehrzielige Optimierungsansätze für die Synthese linearer Fehlerdetektionsfilter zu verwenden, wurde in [CPL96] vorgeschlagen. Bis heute wurden jedoch keine Anstrengungen dahingehend unternommen,

die Leistung des gesamten FDD-Systems mit Hilfe aller freien Systemparameter zu optimieren und so das mögliche Leistungspotential vollkommen auszuschöpfen. Diese Lücke soll in Kapitel 4 geschlossen werden.

In Kapitel 5 werden die bis dahin besprochenen Aspekte zusammengeführt, um eine neuartige FDD-Systemstruktur zur Detektion, Isolation und Identifikation aller relevanten Aktuator- und Aktuatorsensorenfehler unter Berücksichtigung diverser Leistungs- und Robustheitskriterien vorzuschlagen. Diese Struktur erlaubt durch einen vollständigen modularen Aufbau eine einfache Anpassung an die jeweilige Problemstellung. Durch die Kombination von Fehlerdetektions- und -identifikationsalgorithmen wird das FDD-System je nach Anforderungen an die Funktionalität hinsichtlich unterschiedlicher zu detektierender Fehlersituationen adaptiert. Um die hohen Ansprüche der Implementierung auf Flugrechnern zu berücksichtigen, wird ein Ansatz verfolgt, bei dem die berechnungstechnisch aufwendigeren signalbasierten Analysemethoden für die Fehleridentifikation lediglich bei der Detektion eines Fehler aktiviert werden. Mittels der Fehleridentifikation werden neben der Erhöhung der Robustheit des FDD-Systems zudem wichtige Informationen für eine etwaige fehlertolerante Regelung generiert.

In Kapitel 6 wird die Anwendung der erarbeiteten Methodik am „Advanced Fault Diagnosis for Sustainable Flight Guidance and Control“ (ADDSAFE)-Benchmark dargestellt. An diesem von dem Industriepartner AIRBUS zur Verfügung gestellten realistischen Modell einer modernen Flugzeugkonfiguration wird die Validierung der vorgeschlagenen Methodik durchgeführt. Dabei wird ein entsprechendes FDD-System für die definierten Aktuator- und Aktuatorsensorenfehler erarbeitet, dessen Leistungsfähigkeit sowie Robustheit gegenüber Fehlalarmen und nichtdetektierten Fehlern anhand eingehender simulations- und hardwarebasierter Analysen validiert wird.



## 2 Elektrohydraulische Flugzeugaktuatoren

Im Fortschritt der Flugzeugentwicklung wurde in den letzten Jahrzehnten der direkte Durchgriff des Piloten auf die Steuerfläche mittels mechanischer Verbindungen wie Seilzüge durch eine elektrische Ansteuerung (FbW) zusammen mit elektromechanischen bzw. elektrohydraulischen Stellantrieben ersetzt. Dies ist unter anderem durch die steigende Anzahl von Steuerflächen begründet, die, angefangen von der primären Flugsteuerung über Verbesserung der Flugeigenschaften bis hin zur Lastabminderung, eingesetzt werden. Ein gleichzeitiges, koordiniertes Ansteuern der Steuerflächen durch den Piloten gestaltet sich mit Hilfe eines direkten Durchgriffs als schwierig, lässt sich jedoch mit einem ausgeklügelten Regelungssystem zusammen mit der FbW-Ansteuerung sowie modernen Stellantrieben lösen. Nicht zuletzt auf Grund der enormen Ausmaße von modernen Transportflugzeugen sind die aufzubringenden Ruderkräfte derart groß, dass bei primären Steuerflächen kein Weg an hydraulischen bzw. elektrohydraulischen Stellantrieben vorbeiführt. Die Stellmomente, die hierbei ein rein elektrischer Stellantrieb liefern würde, sind für die auftretenden Lasten zu klein [BAL11]. In dieser Arbeit stehen deshalb ventilgesteuerte, elektrohydraulische Stellantriebe im Vordergrund, weil diese für die moderne Luftfahrt von entscheidender Relevanz sind. Eine Übersicht verschiedener Stellantriebe und Architekturen der dazugehörigen Ansteuersysteme findet man in [BAL11]. Ein Übersichtsschema der Steuersystemstruktur moderner Transportflugzeuge ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Es zeigt neben den Steuersignalen des Piloten  $u_P$  auch jene des

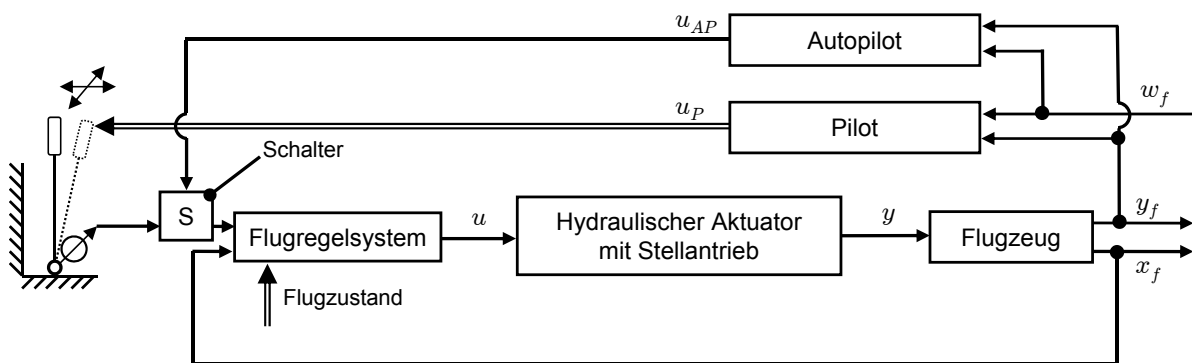


Abbildung 2.1: Struktur einer modernen FbW-Flugzeugsteuerung

Autopiloten  $u_{AP}$ . Beiden dient die durchzuführende Flugaufgabe  $w_f$  als Führungsgröße. Die diversen Messsignale des Flugzeugs  $y_f$  stellen die Regelgrößen dar. Die Piloten-

sowie Autopilotenkommandos werden ebenso wie die Messgrößen im Flugregelungssystem verarbeitet, welches die dynamischen Steuerkommandos  $u$  erzeugt, die von hydraulischen Aktuatoren zusammen mit einem elektrohydraulischen Steuerventil umgesetzt werden, um schließlich die Steuerflächenausschläge  $y$  zu generieren. Auf Grund dessen, dass der Aktuator selbst eine interne Regelstruktur enthält, liegen die Steuerflächenausschläge in der Regel als Messgröße vor. Die zentrale Position inmitten des Regelkreises verdeutlicht die Sicherheitskritikalität der Aktuatoren und der dazugehörigen Steuerflächen. Etwaige Fehler an den Aktuatoren können die Fluglage destabilisieren und müssen deshalb schnellstmöglich erkannt werden.

Im folgenden Kapitel werden zuerst allgemeine physikalische Betrachtungen der Aktuatordynamik diskutiert, um anschließend auf einige flugzeugspezifische Modellierungsaspekte näher einzugehen. Darauf basierend werden unterschiedliche Approximationen des Aktuatorverhaltens modelliert, die sich sowohl für den Entwurf von Fehlerdetektionsfiltern als auch für die Implementierung auf modernen Flugrechnern eignen. Am Ende wird die für die Auslegung und Analyse von Fehlerdetektionsfiltern notwendige Erweiterung der Modelle um relevante Fehlerfälle dargestellt.

Es sei an dieser Stelle noch erwähnt, dass in modernen Flugzeugen vermehrt elektrohydrostatische Aktuatoren zum Einsatz kommen. Dabei besitzt ein jeder Aktuator einen unabhängigen, abgeschlossenen Hydraulikkreis inklusive einer Pumpe, die von einem Elektromotor gesteuert wird [Bos06], welcher die entsprechenden Kommandosignale vom Flugregler empfängt. Aktuell werden diese Aktuatoren auf Grund der schwierig nachzuweisenden Zuverlässigkeit aber ihres niedrigeren Gewichts primär als redundante Aktuatoren eingesetzt, weshalb in dieser Arbeit der Fokus auf klassische elektrohydraulische Aktuatoren gelegt wird. Mit einer entsprechenden Modellierung lassen sich jedoch alle Ansätze auch auf diese Art der Aktuatoren übertragen.

## 2.1 Physikalische Betrachtung

Um die physikalischen Zusammenhänge im Aktuator erörtern zu können, muss zu allererst der Aufbau einer solchen elektrohydraulischen Ansteuerung der Steuerfläche betrachtet werden. Abbildung 2.2 zeigt schematisch die entsprechende Architektur des Hydraulikkreises mit den relevanten Elementen: dem Reservoir der Hydraulikflüssigkeit und der dazugehörigen Pumpe, die den nötigen Systemdruck liefert, dem Servo- bzw. Steuerventil inklusive dessen Ansteuerung zur Regulierung des Durchflusses und schließlich dem Aktuatorzylinder mit dazugehörigem Kolben und entsprechender Kolbenstange. Zentrales Element dabei ist das Steuerventil. Einen genaueren Einblick in den Aufbau eines Steuerventils ermöglicht Abbildung 2.3, in der die elektrische Ansteuerung eines (hydraulischen) 5/3-Wegeventils dargestellt ist. Dabei ist  $P_v$  der Versorgungsdruck des Hydraulikkreises,  $P_0$  der Druck im Reservoir,  $P_l$  der Druck in der linken,  $P_r$  der Druck in der rechten Zuleitung zum Steuerventil,  $P_1$  der Druck in der linken und  $P_2$  der Druck in der rechten Kammer des Aktuatorzylinders,  $Q_L$  der Volumenstrom im Aktuator,  $x$  die Auslenkung der Aktuatorstange und  $\dot{x}$  ihre Geschwindigkeit,  $x_v$  die Position des Steuerventils,  $F_D$  die der Bewegung entgegenwirkenden Dämpfungskräfte



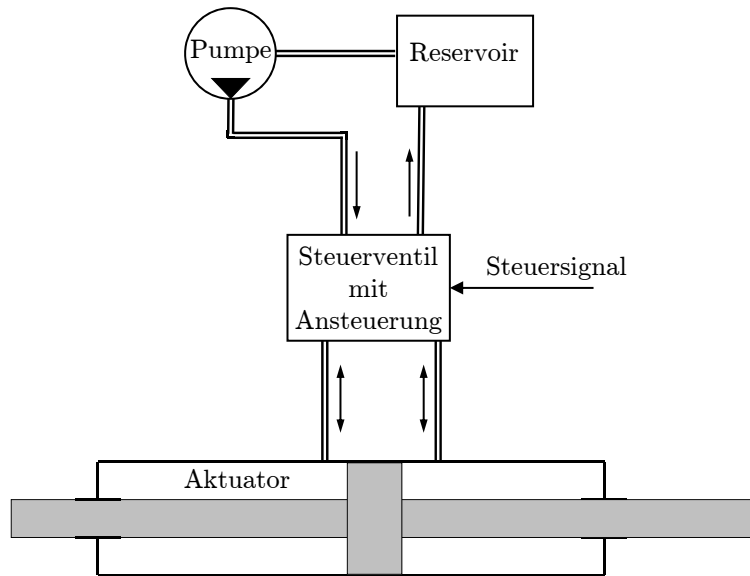


Abbildung 2.2: Schema des Hydraulikkreises

durch Reibungsphänomene und  $F_L$  die extern angreifende Last. Typischerweise ist bei dieser Ansteuerung eine elektrohydraulische Energiewandlung vonnöten. Eine verbreitete Lösung liefert das Düse-Prallplatten-Prinzip: Der in die Spulen induzierte Strom  $I_c$  bewirkt zusammen mit dem Magnetfeld eine elastische Auslenkung des Ankers in eine Richtung. Da der Anker fest mit der Prallplatte verbunden und auf einem dünnwandigen Biegerohr gelagert ist, kommt es zu einer Verschiebung der Prallplatte. Diese wiederum liegt zwischen zwei Düsen, durch die kontinuierlich Hydraulikflüssigkeit fließt. Durch die installierten Drosseln  $D_1$  bzw.  $D_2$  und die beschriebene Verschiebung der Prallplatte kommt es auf der Seite der Ausschlagrichtung zu einer Druckerhöhung, auf der anderen zu einer Druckminderung, z. B.  $P_l > P_r$ . In diesem Beispiel wird eine Bewegung der Ventilkolbenstange nach rechts erzwungen. Diese mit der Prallplatte elastisch verbundene Ventilkolbenstange wird schließlich bis an die Position zurückgeführt, an der in den beiden Leitungen wieder ein Druckgleichgewicht herrscht ( $P_l = P_r$ ) [BAL11]. Die Verschiebung der Ventilkolbenstange gibt je nach Richtung die Zuflussöffnung zum Zylinder frei, was durch den Druck auf den Kolben zu einer Bewegung der Aktuatorstange führt. Um ein mathematisches Modell eines elektrohydraulischen Aktuators aufstellen zu können, müssen die physikalischen Verhältnisse im Aktuatorensystem bestimmt werden.

### 2.1.1 Strömungs- und Druckverhältnisse im Aktuator

Die Kontinuitätsgleichung für kompressible Flüssigkeiten beschreibt die zeitliche Veränderlichkeit der Drücke in den beiden Zylinderkammern. Nach [LM11] lassen sich die

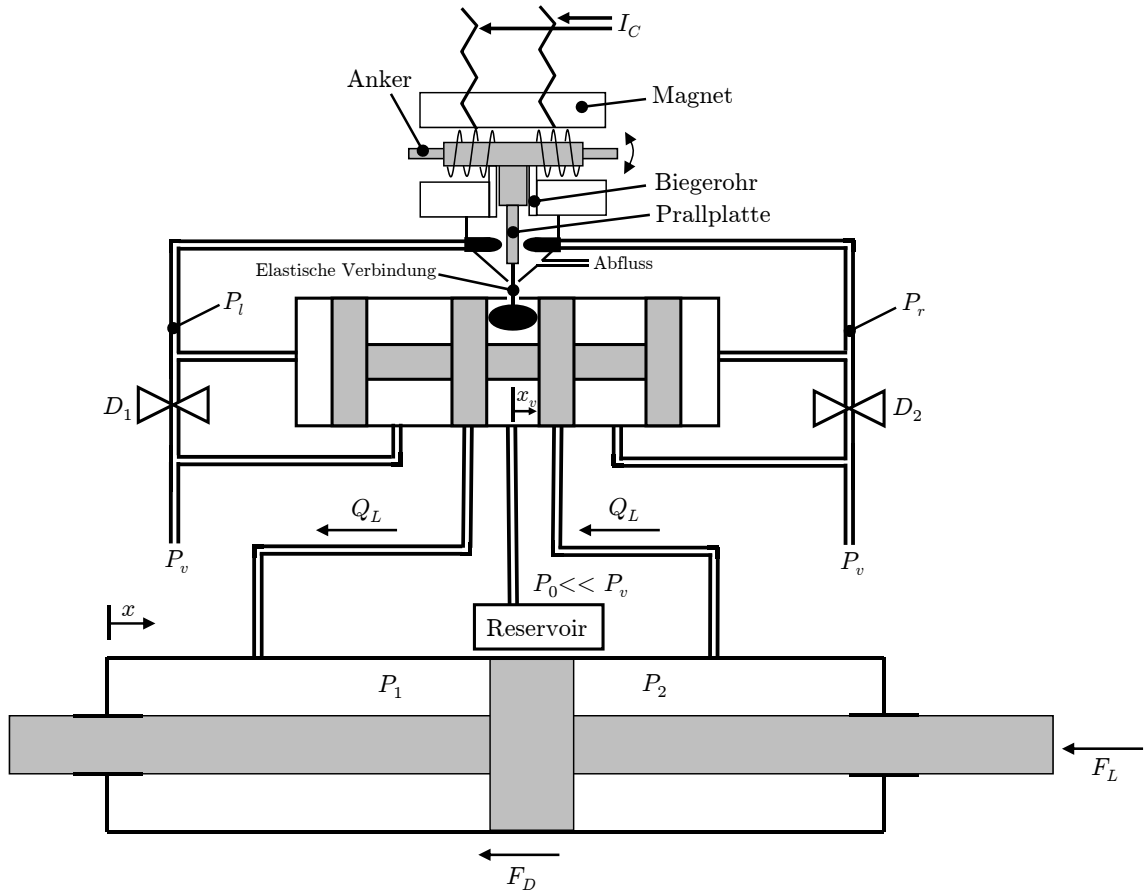


Abbildung 2.3: Elektrohydraulischer Aktuator mit 5/3-Wegeventil

Kontinuitätsgleichungen für die beiden Zylinderhälften wie folgt angeben:

$$\begin{aligned} \dot{P}_1 &= \underbrace{\kappa(A_K x + V_{z,1})^{-1}}_{C_{H,1}^{-1}(x)} (Q_1 - A_K \dot{x}) \\ \dot{P}_2 &= \underbrace{\kappa(A_K(L - x) + V_{z,2})^{-1}}_{C_{H,2}^{-1}(x)} (A_K \dot{x} - Q_2). \end{aligned} \quad (2.1)$$

Dabei ist  $\kappa$  das Kompressionsmodul der Flüssigkeit,  $V_{z,1}$  und  $V_{z,2}$  sind die Volumina der Verbindungen vom Steuerventil zu den beiden Zylinderkammern,  $L$  ist die Gesamtlänge des Zylinders und  $A_K$  die Kolbenfläche.  $Q_1$  und  $Q_2$  definieren die Volumenströme in den beiden Zylinderkammern.  $C_{H,1}(x)$  und  $C_{H,2}(x)$  stellen die hydraulischen Kapazitäten der beiden Zylinderkammern plus der Verbindungselemente zum Steuerventil dar. Die Vernachlässigung etwaiger Leckagen liefert im gesamten Hydraulikkreis denselben Volumenstrom  $Q_L \approx Q_1 \approx Q_2$ . Anstatt der Drücke in den einzelnen Kammern ist die Änderung des Drucks im gesamten Zylinder, der sog. Lastdruck

$$P_L = P_1 - P_2, \quad (2.2)$$

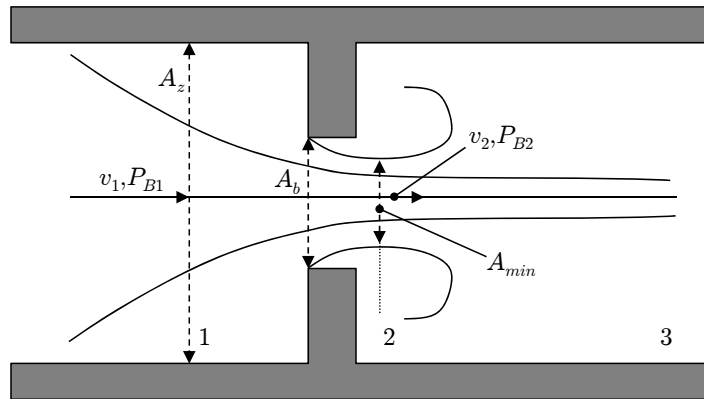
von Interesse. Mit Hilfe von  $Q_L$  und den Gleichungen (2.1) lässt sich die Dynamik der Druckdifferenz, wiederum bei Vernachlässigung etwaiger Leckage, im Aktuatorzylinder zu

$$C_H(x)\dot{P}_L = Q_L - A_K\dot{x} \quad (2.3)$$

bestimmen.  $C_H(x)$  ist dabei die hydraulische Kapazität des Gesamtelements, die durch die beiden Kapazitäten  $C_{H,1}(x)$  und  $C_{H,2}(x)$  definiert ist:

$$\frac{1}{C_H(x)} = \frac{1}{C_{H,1}(x)} + \frac{1}{C_{H,2}(x)}. \quad (2.4)$$

Damit schließlich (2.3) ausgewertet werden kann, muss ein Ausdruck für den Volumenstrom  $Q_L$  gefunden werden. Dazu werden die Strömungsverhältnisse im Steuerventil modelliert. Vereinfacht gesehen, besteht das Ventil aus mehreren Blenden mit variablen Öffnungsflächen, die die Strömungsenergie kontrollieren [Mer67]. Da das Durchströmen einer Blende (vgl. Abbildung 2.4) üblicherweise bei hohen Reynoldszahlen geschieht, müssen turbulente Strömungseffekte betrachtet werden. Wie in Abbildung 2.4 dargestellt,



**Abbildung 2.4:** Turbulente Strömung durch eine Blende

werden die Teilchen zwischen den Querschnitten 1 und 2 auf die Austrittsgeschwindigkeit  $v_2$  beschleunigt. Auf Grund der Trägheit der Teilchen tritt die minimale Strömungsfläche hinter der Blende selbst auf. Das Verhältnis der Strömungsquerschnittsfläche  $A_{min}$  zu der Blendenöffnung  $A_b$  wird als Einschnürungskoeffizient

$$C_e = \frac{A_{min}}{A_b} \quad (2.5)$$

bezeichnet. Experimentelle Untersuchungen zeigen, dass diese Strömung als Potentialströmung angesehen werden kann und somit die Bernoulli-Gleichung

$$\frac{v_1^2 \rho_f}{2} + P_{B1} = \frac{v_2^2 \rho_f}{2} + P_{B2} \quad (2.6)$$

zur Anwendung kommt [LM11]. Dabei ist  $\rho_f$  die Dichte der Hydraulikflüssigkeit,  $P_{B1}$  und  $P_{B2}$  sind die beiden Drücke sowie  $v_1$  und  $v_2$  die Strömungsgeschwindigkeiten an den jeweiligen Positionen der Blende (vgl. Abbildung 2.4). Da die Strömung über die Blende im eingeschwungenen Zustand ein annähernd inkompressibler Vorgang ist, kann mittels der Kontinuitätsgleichung für inkompressible Strömungen ( $A_z v_1 = A_{min} v_2$ ), wobei  $A_z$  der Zuleitungsquerschnitt ist, die Ausströmgeschwindigkeit mit Hilfe von (2.6) zu

$$v_2 = \left[ 1 - \left( \frac{A_{min}}{A_z} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \sqrt{\frac{2}{\rho_f} (P_{B1} - P_{B2})} \quad (2.7)$$

bestimmt werden. Mit der Definition des Volumenstroms  $Q = A_{min} v_2$  lässt sich dieser durch

$$Q = A_{min} \left[ 1 - \left( \frac{A_{min}}{A_z} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \sqrt{\frac{2}{\rho_f} (P_{B1} - P_{B2})} \quad (2.8)$$

angeben. Damit der Volumenstrom lediglich von der Fläche der Blendenöffnung sowie der Querschnittsfläche des Rohres vor der Blende abhängt, wird der zuvor definierte Einschnürungskoeffizient (2.5) in Gleichung (2.8) eingesetzt. Nun lässt sich der Durchflusskoeffizient zu

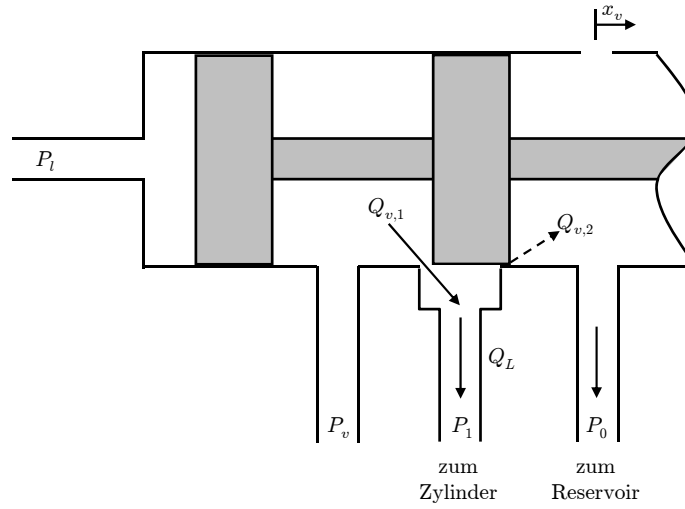
$$C_{df} = C_e \left[ 1 - \left( \frac{C_e A_b}{A_z} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.9)$$

definieren, womit schließlich der Volumenstrom über eine Blende zu

$$Q = C_{df} A_b \sqrt{\frac{2}{\rho_f} (P_{B1} - P_{B2})} \quad (2.10)$$

angegeben werden kann. Da i. Allg.  $A_b \ll A_z$  ist, vereinfacht sich der Durchflusskoeffizient zu  $C_{df} \approx C_e$  [Mer67]. Um den Volumenstrom in einem Aktuator bestimmen zu können, wird die hergeleitete Basisgleichung (2.10) auf das Steuerventil eines Aktuators angewandt. In Abbildung 2.5 ist dazu eine Hälfte des 5/3-Wegeventils aus Abbildung 2.3 dargestellt. Bei der üblicherweise verwendeten Bauart solcher Steuerventile wird die Anordnung der Ventilkolben untereinander so gewählt, dass bei einer Auslenkung der Kolbenstange ( $x_v \neq 0$ ) die Blendenöffnungsquerschnitte zu den jeweiligen Leitungen, die zum Aktuatorzylinder führen, bei beiden Ventilkolben identisch sind. Dies erfordert eine symmetrische Anordnung der Ventilkolben in Bezug auf  $x_v = 0$  und eine symmetrische Ausrichtung der Ventilkolben in Bezug auf die Mitte der jeweiligen Leitung zum Aktuatorzylinder. Dadurch stellt sich bei den beiden (inneren) Ventilkolben in Abbildung 2.3 die gleichen Volumenströme ein, sodass die Betrachtung einer Hälfte des Ventils ausreicht.

Von Interesse ist der eingeschwungene Zustand des Ventils, wodurch jegliche Strömungen durch Kompressibilitätseffekte vernachlässigt werden können. Somit lässt sich der



**Abbildung 2.5:** Strömungsverhältnisse an der linken Ventilblende im Steuerventil

Volumenstrom  $Q_L$ , der im Zylinder fließt, durch die beiden Ströme  $Q_{v,1}$  und  $Q_{v,2}$  an einer Ventilblende zu

$$Q_L = Q_{v,1} - Q_{v,2} \quad (2.11)$$

bestimmen. In den meisten Fällen werden Ventile verwendet, bei denen in der Ausgangsposition ( $x_v = 0$ ) der Kolbenstange die Leitungen zum Aktuatorzylinder von den Kolben exakt verschlossen werden, ohne überzustehen oder einen Spalt offen zu lassen. Demnach ist pro Ventilblende bei  $x_v \neq 0$  stets nur eine Strömung vorhanden ( $Q_{v,1} \neq 0 \rightarrow Q_{v,2} = 0$  bzw. umgekehrt) und der Volumenstrom im Zylinder vereinfacht sich zu

$$\begin{aligned} Q_L &= Q_{v,1} \quad \text{für } x_v > 0 \\ Q_L &= -Q_{v,2} \quad \text{für } x_v < 0. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Bei  $x_v = 0$  werden alle Leitungen zum Aktuatorzylinder abgedeckt und das Steuerventil befindet sich in der Sperrposition. Folglich gilt für den Volumenstrom in diesem Fall  $Q_L = 0$ . Bei einer positiven Verschiebung des Ventilkolbens, d. h. der Zufluss zum Aktuatorzylinder erfolgt über die linke Ventilblende, ergibt sich für den Volumenstrom im Zylinder nach (2.10)

$$Q_L = Q_{v,1} = C_{e,1} A_{b,1} \sqrt{\frac{2}{\rho_f} (P_v - P_1)} \quad (2.13)$$

und für eine negative Verschiebung, d. h. für den Fall, dass sich der Rückfluss auf der linken Ventilblende einstellt,

$$Q_L = Q_{v,2} = -C_{e,2} A_{b,2} \sqrt{\frac{2}{\rho_f} (P_1 - P_0)}. \quad (2.14)$$

Die Parameter  $A_{b,1}$  und  $A_{b,2}$  stellen die linke und rechte Öffnungsfläche einer Ventilblende dar. Durch die symmetrische Ausrichtung des Kolbens in Bezug auf die Mitte der

Leitung zum Aktuatorzylinder gilt  $A_{b,1}(x_v) = A_{b,2}(-x_v)$ . Da auf Grund der genauen Abdeckung der Zu- und Abflüsse durch den Ventilkolben stets maximal eine Öffnung pro Ventilblende vorhanden ist, gilt  $A_{b,2} = 0$  für  $x_v > 0$  bzw.  $A_{b,1} = 0$  für  $x_v < 0$ . Somit lassen sich die aktuelle Öffnungsfläche ( $A_b(|x_v|) = A_{b,1}(|x_v|) = A_{b,2}(-|x_v|)$ ) sowie der Einschnürungskoeffizient ( $C_e(|x_v|) = C_{e,1}(|x_v|) = C_{e,2}(-|x_v|)$ ) als Funktion des Betrags der Auslenkung der Kolbenstange  $|x_v|$  angeben. Dadurch ergeben sich die beiden Gleichungen (2.13) und (2.14) zu

$$\begin{aligned} Q_L &= C_e(|x_v|)A_b(|x_v|)\sqrt{\frac{2}{\rho_f}(P_v - P_1)} \quad \text{für } x_v > 0 \\ Q_L &= -C_e(|x_v|)A_b(|x_v|)\sqrt{\frac{2}{\rho_f}(P_1 - P_0)} \quad \text{für } x_v < 0. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Betrachtet man den Volumenstrom an der rechten Blende im Steuerventil ergibt sich mit der getroffenen Annahme, dass sich an beiden Ventilblenden stets dieselbe Querschnittsfläche  $A_b(|x_v|)$  öffnet, der Volumenstrom  $\bar{Q}_L$  an der rechten Ventilblende zu

$$\begin{aligned} \bar{Q}_L &= C_e(|x_v|)A_b(|x_v|)\sqrt{\frac{2}{\rho_f}(P_2 - P_0)} \quad \text{für } x_v > 0 \\ \bar{Q}_L &= -C_e(|x_v|)A_b(|x_v|)\sqrt{\frac{2}{\rho_f}(P_v - P_2)} \quad \text{für } x_v < 0. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Da im gesamten Aktuator der Volumenstrom konstant ist ( $\bar{Q}_L = Q_L$ ), kann die erste Gleichung aus (2.15) mit der ersten aus (2.16) gleichgesetzt werden. Vernachlässigt man den Rückflussdruck  $P_0$ , der i. Allg. sehr viel kleiner als die anderen involvierten Drücke ist, ergibt sich schließlich der Zusammenhang  $P_v = P_1 + P_2$ . Zusammen mit der Definition des Lastdrucks  $P_L = P_1 - P_2$  können die beiden Drücke in den Zylinderkammern zu

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{2}(P_v + P_L) \\ P_2 &= \frac{1}{2}(P_v - P_L) \end{aligned} \quad (2.17)$$

bestimmt werden. Das Einsetzen der Gleichungen (2.17) in (2.15) liefert schlussendlich den Volumenstrom in Abhängigkeit von Last- und Versorgungsdruck sowie Ventilöffnungsfläche:

$$\begin{aligned} Q_L &= C_e(|x_v|)A_b(|x_v|)\sqrt{\frac{1}{\rho_f}(P_v - P_L)} \quad \text{für } x_v > 0 \\ Q_L &= -C_e(|x_v|)A_b(|x_v|)\sqrt{\frac{1}{\rho_f}(P_v + P_L)} \quad \text{für } x_v < 0. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Diese beiden Gleichungen in (2.18) lassen sich zu einer einzelnen Beschreibung des Volumenstroms

$$Q_L = \text{sgn}(x_v)C_e(|x_v|)A_b(|x_v|)\sqrt{\frac{1}{\rho_f}(P_v - \text{sgn}(x_v)P_L)} \quad (2.19)$$

zusammenfassen. Nimmt man an, dass sich der Öffnungsquerschnitt  $A_b(|x_v|)$  linear mit der Ventilkolbenposition ändert, lässt sich der vorliegende Öffnungsquerschnitt an den beiden Ventilblenden und die Information über die Strömungsrichtung ( $\text{sgn}(x_v)$ ) mit dem sog. Öffnungsquerschnittsgradienten  $w$  in Abhängigkeit von  $x_v$  durch

$$\text{sgn}(x_v)A_b(|x_v|) = wx_v \quad (2.20)$$

angeben. Eingesetzt in (2.19) liefert dies letztlich

$$Q_L = C_e(|x_v|)wx_v\sqrt{\frac{1}{\rho_f}(P_v - \text{sgn}(x_v)P_L)}. \quad (2.21)$$

Zum Abschluss der Herleitung des Volumenstroms soll noch auf zwei relevante Punkte hingewiesen werden: Zum einen gilt der Zusammenhang (2.21) für den Fall, dass der Lastdruck kleiner als der Versorgungsdruck ist ( $P_L < P_v$ ), d.h. die Bewegung des Aktuators stets in die gewünschte Richtung erfolgt. In dem Fall, dass der Lastdruck den Versorgungsdruck übersteigt und es zu einem sog. Rückfluss im Versorgungssystem kommt, müssen die Gleichungen (2.13)-(2.21) entsprechend angepasst werden. Zum anderen gelten die hergeleiteten Gleichungen für die beschriebenen Bedingungen, wie z. B. die Ausrichtung und Anordnung der Ventilkolben. Für andere Bauarten lässt sich der Volumenstrom entsprechend der grundlegenden Überlegungen (2.6)-(2.10) herleiten. Eine Übersicht über relevante Bauarten von Steuerventilen und die dazugehörigen Modellgleichungen bietet [Mer67].

### 2.1.2 Kräfteverhältnis im Aktuator

Für eine vollständige Beschreibung der physikalischen Vorgänge im Aktuator muss noch das Kräfteverhältnis betrachtet werden. Die Bewegungsgleichung der Zylinderstange kann dabei durch

$$m\ddot{x} = A_K P_L - F_D - F_L \quad (2.22)$$

beschrieben werden.  $F_D$  fasst die Kräfte durch die auftretenden Reibungsphänomene zusammen,  $F_L$  stellt die extern angreifende Last dar und  $m$  die Summe der einzelnen Massen von Kolben, Zylinderstange und eventuellen Befestigungen (z. B. Steuerflächen) an der Aktuatorstange. Auch das Gewicht der mit der Aktuatorstange des aktiven Aktuators physikalisch verbundenen beweglichen Teile eines redundanten passiven Aktuators, wie er bei Flugzeugaktuatoren häufig eingesetzt wird [Cor82], wird damit berücksichtigt.

Die Bestimmung der Reibungskomponenten  $F_D$  ist ein eigenes Gebiet intensiver Forschungen. Da die Reibungseffekte für diese Arbeit nicht von entscheidender Relevanz sind, wird ihre Modellierung nicht im Detail betrachtet. Für Methoden und Ergebnisse zur Identifikation der Reibung bzw. deren Beiwerte sei z. B. auf [ZSA04], [LM11] oder [BCR99] verwiesen. Um eine Approximation der Reibungskraft im Aktuatorenssystem zu berücksichtigen, wird ein von der aktuellen Laufgeschwindigkeit  $\dot{x}$  abhängiger Term

$$F_D(\dot{x}) = \text{sgn}(\dot{x})k_d\dot{x}^2 \quad (2.23)$$

verwendet, wobei  $k_d$  den Dämpfungskoeffizienten darstellt. Mit dieser Approximation wird primär die geschwindigkeitsabhängige viskose Reibung abgebildet. Diese entsteht durch die Viskosität der Hydraulikflüssigkeit. Auch die durch einen im passiven Modus befindlichen redundanten Aktuator induzierten viskosen Reibeffekte können dadurch berücksichtigt werden. Eine solche quadratische Näherung ist für viele Anwendungen ausreichend genau [LM11]. Auf Grund dessen, dass die Reib- bzw. Dämpfungskomponente stets entgegen der Bewegungsrichtung wirkt, in Gleichung (2.23) die Geschwindigkeit aber quadratisch eingeht, muss ein Vorzeichenwechsel bei der Bewegungsumkehr explizit durch den Term  $\text{sgn}(\dot{x})$  berücksichtigt werden. Der Dämpfungskoeffizient  $k_d$  hängt im Wesentlichen von der Temperatur der Hydraulikflüssigkeit ab. Für eine exakte Modellierung des Koeffizienten ist folglich eine genaue Kenntnis der Temperaturverhältnisse im Hydrauliksystem notwendig. Da auf Grund seines geringen Einflusses der Koeffizient in den meisten relevanten Anwendungen näherungsweise als konstant angenommen werden kann, wird an dieser Stelle auf eine detaillierte Betrachtung verzichtet.

### 2.1.3 Steuerventil

Die Dynamik zwischen dem Eingangsstrom  $I_c$  des Steuerventils und der Position  $x_v$  der Stange des Steuerventilkolbens ist in der Regel nichtlinear. Üblicherweise besitzt das Steuerventil selbst eine interne Positionsregelung. Die Dynamik des geregelten Steuerventils kann durch ein lineares Verhalten approximiert werden, welches die niederfrequenten Eigenschaften des Ventils ausreichend genau beschreibt. Ein Beispiel für ein Modell zweiter Ordnung bietet [LM11]

$$\ddot{x}_v + 2\omega_{0,v}\zeta_v\dot{x}_v + \omega_{0,v}^2x_v = k_v\omega_{0,v}^2I_c, \quad (2.24)$$

wobei  $k_v$  die Umrechnung von dem am Steuerventil anliegenden Strom in die Auslenkung,  $\omega_v$  die Eigenfrequenz und  $\zeta_v$  die Dämpfung des Steuerventils darstellen. Nach [MO12] ist auch die Verwendung eines Modells erster Ordnung

$$T_v\dot{x}_v + x_v = k_vI_c \quad (2.25)$$

ausreichend genau.  $T_v$  beschreibt dabei die Zeitkonstante des Steuerventils.

### 2.1.4 Geregelter Aktuator

Ein Blick auf die Dynamik (2.3) im Aktuator verdeutlicht, dass die Geschwindigkeit  $\dot{x}$  der Aktuatorstange proportional zum Volumenstrom  $Q_L$  ist. Dies bedeutet, dass der Zylinder integrierend arbeitet und eine aktuatoreigene Rückführung vonnöten ist, um eine gewünschte Position halten zu können. Um diese Rückführung zu ermöglichen, muss ein adäquates Messsignal der Auslenkung der Aktuatorstange zur Verfügung gestellt werden. Für Flugzeugaktuatoren werden üblicherweise Differentialtransformatoren (kurz LVDT) und Drehmelder (kurz RVDT) eingesetzt [Too82], [Kha88]. Auf eine exakte Betrachtung wird in dieser Arbeit verzichtet, weil das dynamische Verhalten recht gut mit einem linearen Übertragungsglied erster Ordnung approximiert werden kann und



für die Modellierung der Fehlerfälle an den Sensoren eine entsprechende Modifikation der Ausgangssignale ausreicht. Die Sensordynamik kann ausreichend genau mit einem linearen Modell erster Ordnung

$$T_{sen,1}\dot{x}_{s,1} + x_{s,1} = x \quad (2.26)$$

approximiert werden, wobei  $x_{s,1}$  den Zustand und  $T_{sen,1}$  die Zeitkonstante des Sensors beschreiben. Um die gewünschte Auslenkung der Aktuatorstange direkt als Eingangssignal  $u$  vorgeben zu können, wird das proportionale Regelgesetz

$$I_c = k_p(u - x_{s,1}) \quad (2.27)$$

mit der Reglerverstärkung  $k_p > 0$  implementiert.

### 2.1.5 Gesamtmodell

Schlussendlich lässt sich das geregelte Gesamtmodell des Aktuators anhand der Differentialgleichungen (2.3), (2.22), (2.25) und (2.30) als Zustandsraummodell fünfter Ordnung durch

$$\begin{aligned} \dot{x}_{s,1} &= T_{sen,1}^{-1}(x - x_{s,1}) \\ \dot{x} &= v \\ \dot{v} &= m^{-1}(A_K P_L - F_D - F_L) \\ \dot{P}_L &= C_H^{-1}(x)(Q_L(x_v) - A_K v) \\ \dot{x}_v &= T_v^{-1}(k_v I_c - x_v) \end{aligned} \quad (2.28)$$

zusammenfassen, wobei für  $I_c$  das Regelgesetz (2.27) gilt. Die Ausgangsgleichung des Modells kann durch

$$y_1 = x_{s,1} \quad (2.29)$$

angegeben werden.

### 2.1.6 Flugzeugspezifische Modellierungsaspekte

Der Einsatz von Aktuatoren in der Luftfahrt bringt bei deren Modellierung einige spezifische Aspekte mit sich. Aus Gründen der Sicherheit werden neben auf die bereits hingewiesenen redundanten Flugrechner auch Hydraulik- und Stromkreise und einzelne Systemkomponenten wie Aktuatoren und Sensoren bis zu vierfachredundant implementiert. Dabei werden die redundanten Aktuatoren und Sensoren zudem von unterschiedlichen elektrischen bzw. hydraulischen Kreisen versorgt.

Abhängig von der Relevanz der Steuerfläche hinsichtlich der Stabilität und Sicherheit des Systems wird an den Aktuatoren neben dem Regelsensor zur Messung der Auslenkung  $x$  der Aktuatorstange ein zusätzlicher Sensor auf der Steuerfläche selbst installiert. Eine Implementierung von mindestens zwei Sensoren ermöglicht eine gegenseitige Überwachung

der Sensoren [Gou09]. Für die Übertragung der Stangenposition  $x$  auf die Position der Stellfläche kann ein proportionales Verhalten angenommen werden ( $x_f = k_f x$ ). Die Dynamik des Sensors zur Messung der Position der Steuerfläche kann wiederum mit einem linearen Sensormodell erster Ordnung ausreichend genau approximiert werden, sodass sich die Übertragungsdynamik von der Position der Aktuatorstange auf die gemessene Flächenposition entsprechend der Gleichung (2.26) angeben lässt:

$$T_{sen,2}\dot{x}_{s,2} + x_{s,2} = k_f x. \quad (2.30)$$

Zur Erhöhung der Robustheit werden neben mehreren Sensoren pro Aktuator häufig zwei Aktuatoren pro Steuerfläche implementiert. Während einer davon im Normalbetrieb arbeitet, befindet sich der zweite Aktuator in einem passiven Modus. Sofern ein Fehler bei dem aktiven Aktuator erkannt wird, wird dieser ausgeschaltet und der sich zuvor im passiven Modus befindende Aktuator übernimmt die Ansteuerung der Steuerfläche. Für ein FDD-System ist dabei von Interesse, dass auf der Aktuatorstange dieses zweiten Aktuators ebenfalls ein Positionssensor angebracht wird und dadurch ein weiteres Messsignal  $x_{s,3}$  der Stangenposition vorliegt. Da zwischen den beiden Aktuatorstangen üblicherweise eine direkte physikalische Verbindung besteht [Cor82], sind die beiden Messsignale im fehlerfreien Fall, abgesehen von unterschiedlichen Rauscheinflüssen der Sensoren, identisch ( $x_{s,1} = x_{s,3}$ ). Wie in Kapitel 5 beschrieben, kann das Messsignal für die Isolation von etwaigen Aktuator Sensorenfehlern entscheidende Vorteile bringen. Die Übertragungsdynamik des Sensors kann wie zuvor linear approximiert werden. Abbildung 2.6 zeigt eine schematische Darstellung der relevanten Elemente eines geregelten Flugzeugaktuators: Aktuatorzylinder mit Aktuatorstange, -kolben und Steuerfläche, das Steuerventil und die Sensoren für die Regelung und die Signalüberwachung. Neben den Ausgangssignalen  $y_1 = x_{s,1}$ ,  $y_2 = x_{s,2}$  und  $y_3 = x_{s,3}$  stehen auch das vom Flugrechner generierte Kommandosignal  $u$  sowie das durch den Aktuatorregler generierte Steuersignal  $I_c$  für eine etwaige Weiterverarbeitung in einem Fehlerdetektionssystem zur Verfügung. Eine einfache, aber gängige Form der Fehlerdetektion bietet z. B. die signalbasierte Überwachung des Regelsensorausgangs  $y_1$  mit den zusätzlichen Ausgangssignalen  $y_2$  und  $y_3$ , wie im Bild dargestellt [Gou09]. Da in modernen Verkehrsflugzeugen aus Redundanzgründen mehrere Flugrechner installiert sind, können zudem zu einer direkten Signalkonsolidierung mit Hilfe zweier unabhängig voneinander generierter Steuersignale die redundanten Flugrechner in die Überwachung einbezogen werden. Da für die vorliegende Arbeit jedoch lediglich von Bedeutung ist, dass die zusätzlichen Messsignale im Flugrechner verwendet werden können, sei für weitere Einzelheiten der Fehlertoleranz durch redundante Flugrechner auf [Gou09] oder [BAL11] verwiesen.

Ein weiterer Aspekt der Hydraulikversorgung in Flugzeugen ist, dass auf Grund der großen Anzahl an Steuerflächen, die in der Regel koordiniert angesteuert und folglich gleichzeitig ausgeschlagen werden, der Versorgungsdruck  $P_v$ , der unter anderem den Volumenstrom  $Q_L$  entscheidend beeinflusst, von der Auslenkung  $x$  der Aktuatorstange abhängt ( $P_v(x)$ ). Mit steigender Auslenkung der Steuerfläche kann, wenn auch in einem geringen Maße, dieser Versorgungsdruck sinken. Dies hat einen direkten Einfluss auf die maximal erreichbare Laufgeschwindigkeit  $\dot{x}$  des Aktuators.

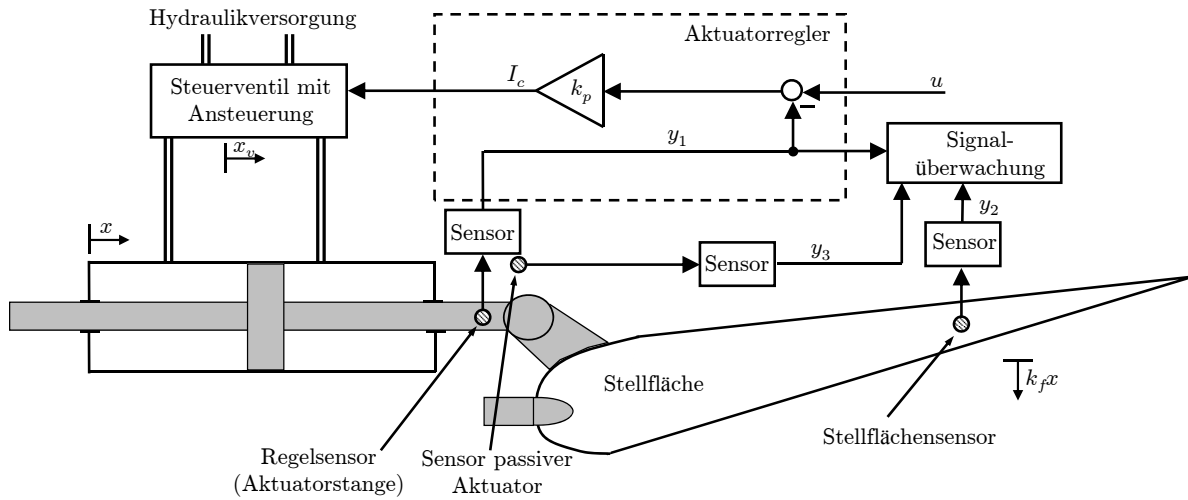


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung des Aktuatorgesamtmodells

### Aerodynamische Lastmodellierung

Für eine vollständige Betrachtung ist die Modellierung der auf den Aktuator wirkenden Lastkomponente  $F_L$  essentiell. Die extern angreifende Kraft, die auf einen eine Steuerfläche stellenden Aktuator einwirkt, ist durch die aerodynamischen Druckverhältnisse an der umströmten Steuerfläche gegeben ( $F_L = F_{aero}$ ). Eine analytische Beschreibung der aerodynamischen Lastkomponente für die unterschiedlichen Steuerflächen ist durch den Zusammenhang

$$F_{aero,i} = \frac{1}{2} \rho_l V^2 S_i C_{r_i} \quad \text{mit } i = \{q; h; s\} \quad (2.31)$$

gegeben [Nor]. Dabei stellt  $V$  die Fluggeschwindigkeit,  $\rho_l$  die Luftdichte,  $S_i$  die Fläche der jeweiligen Steuerfläche und  $C_{r_i}$  den Scharnierzugsbeiwert des Stellglieds dar. Die Indizes  $q$ ,  $h$  und  $s$  beschreiben dabei die Lastkomponente des Quer-, Höhen- und Seitenruders. Die Scharnierzugsbeiwerte sind je nach Flugzeug unterschiedlich und hängen von diversen Parametern und Ausgangsgrößen des Flugzeugs, wie z. B. Anstellwinkel, Schiebewinkel und Drehraten, ab. Auf Grund dieser Abhängigkeiten sind für die Bestimmung der Scharnierzugsbeiwerte in der Regel Windkanal- oder Flugtestdaten notwendig. Ein Beispiel, wie diese Beiwerte experimentell mit einem voll instrumentierten Testflugzeug bestimmt werden können, findet man in [Mul+09]. Eine Approximation der Abhängigkeit der auftretenden aerodynamischen Kräfte von den standardmäßig in einem modernen Verkehrsflugzeug vorhandenen Messwerten wird in [Van+12a] präsentiert. Auf Grund dessen, dass die auftretenden Scharnierzugsbeiwerte für jedes Flugzeug unterschiedlich sind und ihre Bestimmung eines relativ großen Aufwands bedarf, sind diese nicht immer verfügbar bzw. werden von dem jeweiligen Flugzeughersteller nicht zugänglich gemacht.

Dennoch sollen an dieser Stelle ein paar grundlegende Überlegungen, die für die spätere Herleitung einfacherer Modelle vonnöten sind, angestellt werden, um die Wirkung des aerodynamischen Scharnierzugs bzw. der aerodynamischen Last besser zu verstehen.

Da die aerodynamische Last durch die unterschiedlichen Druckverhältnisse an Ober- und Unterseite der Steuerfläche erzeugt wird, hängt diese neben diversen Flugzeugparametern auch von der Auslenkung  $x$  der Aktuatorstange ab. Bei Flugzeugen mit konventionellen Flugsteuerungssystemen wird per Trimmung im stationären Flug (z. B. Reiseflug, Steigflug, Sinkflug) der sog. Schwimmwinkel, d. h. jener Winkel, an dem keine aerodynamische Last wirkt, als lokaler Anstellwinkel an der Steuerfläche mittels entsprechendem Ausschlag  $x = x_{trim}$  eingestellt. Dies dient dazu, den Steuerknüppel bzw. die Pedale momentenfrei zu halten ( $x_{trim} \neq 0 \rightarrow F_{aero} = 0$ ). Bei symmetrischen Steuerflächen, wie den primären Steuerflächen eines Flugzeugs, entspricht dies einem lokalen Anstellwinkel an der jeweiligen Steuerfläche von null. Ist dementsprechend der lokale Anstellwinkel der Steuerfläche ungleich null, wie es bei FbW-Flugsteuerungssystemen häufig der Fall ist, liegt eine aerodynamische Last auch dann vor, wenn der Aktuator nicht ausgelenkt ist ( $x_{trim} = 0 \rightarrow F_{aero} \neq 0$ ). Bei FbW-Flugsteuerungssystemen können im stationären Flug auf Grund der fehlenden physikalischen Rückkoppelung der Steuerflächen mit den jeweiligen Bedienelementen die Steuerflächenpositionen rein nach aerodynamischen Gesichtspunkten, wie einem minimierten Widerstand, vorgegeben werden. Unabhängig von der Art des Flugsteuerungssystems wirkt je nach gewünschter Bewegungsrichtung der Steuerfläche die aerodynamische Last der Bewegung entweder entgegen oder unterstützt diese. Die aerodynamische Last kann auch als nichtmessbarer Störeingang (sofern kein Lastsensor am Aktuator vorhanden ist), der von dem Aktuatorzustand  $x$  und den Flugparametern  $p_f$  abhängt, interpretiert werden.

### 2.1.7 Gesamtmodell eines Flugzeugaktuators

Mit den erörterten Basisgleichungen für elektrohydraulische Aktuatoren sowie den flugzeugspezifischen Modellierungsaspekten lässt sich ein Modell moderner Flugzeugaktuatoren durch

$$\begin{aligned} \dot{x} &= v \\ \dot{v} &= m^{-1} (A_K P_L + F_{aero}(x, p_f) - F_D(v)) \\ \dot{P}_L &= C_H^{-1}(x) (Q_L(x_v, x) - A_K v) \\ \dot{x}_v &= T_v^{-1} (k_v I_c - x_v) \end{aligned} \quad (2.32)$$

mit der dazugehörige Beschreibung der Sensoren

$$\dot{x}_s = A_s x_s + B_s x \quad (2.33)$$

angeben, wobei

$$A_s = \begin{bmatrix} -T_{sen,1}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & -T_{sen,2}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & -T_{sen,3}^{-1} \end{bmatrix}, \quad B_s = \begin{bmatrix} -T_{sen,1}^{-1} \\ -T_{sen,2}^{-1} k_f \\ -T_{sen,3}^{-1} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

gilt. Mit dem Regelgesetz (2.27) und den linearen Ausgangsgleichungen

$$y = x_s + n \quad (2.35)$$

ist das Modell vollständig beschrieben, wobei  $x_s$  den Zustandsvektor der Sensoren,  $y$  den Messvektor und  $n$  einen stochastischen Störvektor darstellt, der Phänomene wie Messrauschen oder auch stochastische Störeingänge (z. B. Wind) beschreibt.

## 2.2 Approximationen des Aktuatorverhaltens

Die Berücksichtigung von Aktuatormodellen in größeren, übergeordneten Modelle erhöht unweigerlich die Ordnung und die Komplexität des zu betrachtenden Gesamtmodells. Da in modernen Flugzeugen weit über zehn Aktuatoren vorhanden sein können, würde eine Berücksichtigung des Modells (2.32) eine Ordnungserhöhung von über 50 mit sich bringen und die Simulationszeiten drastisch erhöhen. Auch die Implementierung am Flugrechner eines nichtlinearen Aktuatormodells höherer Ordnung gestaltet sich als schwierig, weil wegen der beschränkten Rechenressourcen eine Simulation komplexer Systeme in Echtzeit nicht immer gewährleistet werden kann. Ein logischer Ansatz ist deshalb das erarbeitete Modell (2.32)-(2.35) zu vereinfachen. Im Folgenden werden unterschiedlich komplexe Approximationen des nichtlinearen Aktuatormodells vorgestellt.

### 2.2.1 Nichtlineare Approximation

Um die Komplexität des Modells zu senken, werden verschiedene Annahmen getroffen, die nachfolgend beschrieben werden:

- Da die Dynamik der eingesetzten Sensoren zur Messung der Position der Aktuatorstange bzw. der Steuerfläche in der Regel eine kleine Zeitkonstante ( $T_{sen,i} < 0.01s$  mit  $i = 1, 2, 3$ ) aufweist, kann die Sensordynamik im Vergleich zur Aktuatordynamik vernachlässigt werden, sodass  $x_{s,1} \approx x$ ,  $x_{s,2} \approx k_f x$  und  $x_{s,3} \approx x$  gilt.
- Die hydraulische Kapazität  $C_H(x)$  ist i. Allg. vernachlässigbar klein, sodass  $\dot{P}_L C_H(x) \approx 0$  gewählt werden kann.

Weitere Vereinfachungen ergeben sich durch folgende Überlegungen:

- Der Einschnürungskoeffizient  $C_e$  in der Berechnung des Volumenstroms  $Q_L$  hängt von der Öffnungsfläche  $A_b$  im Steuerventil ab und liegt nach [Mer67] zwischen 0.6 (kaum geöffnet) und 1 (vollständig geöffnet). Für kleine Öffnungen des Ventils  $A_b \ll A_z$  kann diese Abhängigkeit vernachlässigt werden [LM11]. Wird der gesamte Spielraum des Ventils ausgenutzt, kann  $C_e$  ausreichend genau durch einen Mittelwert approximiert werden.
- Der Einfluss der Trägheitskomponente der zu bewegenden Masse  $m$  in (2.22) spielt eine untergeordnete Rolle, sodass man annehmen kann, dass sich der Kolben in etwa mit konstanter Geschwindigkeit bewegt ( $\ddot{x} = 0$ ).

Mittels dieser vier Punkte vereinfacht sich das Modell aus (2.32) zu dem Modell zweiter Ordnung

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \frac{Q_L}{A_K} = \frac{C_e w}{A_K} x_v \sqrt{\frac{1}{\rho_f} (P_v(x) - \text{sgn}(x_v) P_L)} \\ \dot{x}_v &= T_v^{-1} (k_v I_c - x_v),\end{aligned}\tag{2.36}$$

wobei sich der Lastdruck zu  $P_L = (F_D - F_{aero}) A_K^{-1}$  ergibt. Man beachte, dass die Abhängigkeiten von  $F_{aero}$ ,  $F_D$  und  $P_v$  vom Aktuatorzustand und den Parametern im Hinblick auf die Übersichtlichkeit in diesem Abschnitt nicht mehr explizit angegeben werden.

- Auf Grund dessen, dass diese Übertragungsdynamik des Steuerventils verhältnismäßig schnell ist [BAL11], kann sie vernachlässigt werden, sodass  $x_v \approx k_v I_c$  gilt und dadurch mit

$$\dot{x} = \sqrt{\frac{1}{\rho_f} \frac{C_e w k_v}{A_K} I_c} \sqrt{P_v - \text{sgn}(x_v) \frac{F_D - F_{aero}}{A_K}}\tag{2.37}$$

ein System erster Ordnung vorliegt.

- Die Laufgeschwindigkeit  $\dot{x}$  ist proportional der Auslenkung von  $x_v$ , womit  $\text{sgn}(x_v)$  durch  $\text{sgn}(\dot{x})$  ersetzt werden kann. Schlussendlich erhält man durch Einsetzen der quadratischen Abhängigkeit des Dämpfungsterms eine nichtlineare Approximation des Aktuatorverhaltens

$$\dot{x} = k_{ci,0} I_c \sqrt{P_v - \frac{k_d \dot{x}^2}{A_K} + \text{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}}{A_K}},\tag{2.38}$$

wobei

$$k_{ci,0} = \sqrt{\frac{1}{\rho_f} \frac{C_e w k_v}{A_K}}\tag{2.39}$$

gilt.

Üblicherweise wird der Term unter der Wurzel von (2.38) mittels eines konstanten Referenzdrucks  $\sqrt{P_{ref}}$  normiert [MO12]. Dabei stellt  $P_{ref}$  den maximalen Differenzdruck dar, der sich einstellt, wenn das Steuerventil zur Gänze geöffnet ist. Das normierte Modell ergibt sich zu

$$\dot{x} = k_{ci} I_c \sqrt{\frac{P_v - \frac{k_d \dot{x}^2}{A_K} + \text{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}}{A_K}}{P_{ref}}},\tag{2.40}$$

wobei  $k_{ci} = k_{ci,0} \sqrt{P_{ref}}$  gilt. Die Gleichung (2.40) lässt sich zu

$$\dot{x}^2 \left( \frac{P_{ref}}{(k_{ci} I_c)^2} + \frac{k_d}{A_K} \right) = P_v + \text{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}}{A_K}\tag{2.41}$$

umsortieren, woraus sich schlussendlich explizit die Funktion

$$\dot{x} = k_{ci} I_c \sqrt{\frac{P_v + \operatorname{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}}{A_K}}{P_{ref} + \frac{k_d(k_{ci} I_c)^2}{A_K}}} \quad (2.42)$$

für die Laufgeschwindigkeit der Aktuatorstange bestimmen lässt. Zusammen mit dem Regelgesetz

$$I_c = k_p(u - x) \quad (2.43)$$

und der gegenüber (2.35) vereinfachten Ausgangsgleichung

$$y = \begin{bmatrix} 1 & k_f & 1 \end{bmatrix}^T x + n \quad (2.44)$$

bietet das hergeleitete Modell, wie in [Gou07], [Lav+08] oder [Gar+09] gezeigt, eine ausreichend genaue Beschreibung für die nichtlineare Simulation von Aktuatoren zur Validierung von FDD-Systemen.

### 2.2.2 Polynomiale Approximation des Aktutorkoeffizienten

Um eine bessere Implementierbarkeit des Systems ohne Tabellen und Wurzelfunktion zu ermöglichen, soll eine Approximation von (2.40) erarbeitet werden, um dadurch eine einfachere, aber dennoch ausreichend genaue Beschreibung des Aktuatorverhaltens zu generieren. Die zuvor hergeleitete Beschreibung (2.40) lässt sich zusammen mit dem Regelgesetz (2.43) zu

$$\dot{x} = k_{nl}(x, \dot{x}, p_f)(u - x) \quad (2.45)$$

zusammenfassen. Der nichtlineare Modellkoeffizient  $k_{nl}$  lässt sich explizit durch

$$k_{nl}(x, \dot{x}, p_f) = k_{ci} k_p \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d \dot{x}^2}{A_K} + \operatorname{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}} \quad (2.46)$$

angeben, welcher die dynamischen Eigenschaften des Systems erster Ordnung definiert. Mit  $k(\rho) = k_{nl}(x, \dot{x}, p_f)$  und entsprechend  $\rho = (x, \operatorname{sgn}(\dot{x}), p_f)$  lässt sich (2.45) zudem als quasi-lineares, parametervariantes Modell (quasi-LPV-Modell) erster Ordnung durch

$$\dot{x} = -k(\rho)x + k(\rho)u, \quad (2.47)$$

mit der Ausgangsgleichung  $y = x$ , beschreiben. Das System ist ein quasi-LPV-Modell, weil auch der Zustand des Systems einen Parameter darstellt [TPB00]. Der primäre Einfluss, der zu einer Änderung des Koeffizienten  $k_{nl}$  des Aktuatormodells führt, liegt in den Änderungen der nichtmessbaren aerodynamischen Lastkomponente  $F_{aero}$  begründet.

Wie aus (2.32) ersichtlich ist, wirkt diese Last der Bewegung entweder entgegen oder unterstützt diese, was sich in der Verringerung bzw. dem Anstieg von  $k_{nl}$  ausdrückt. Somit erhält man je nach Situation (Bewegung der Stellfläche in positive oder negative Richtung, Stillstand) ein unterschiedliches lineares, zeitinvariantes Modell (LTI-Modell), wenn (2.40) linearisiert wird. Dieser Umstand lässt sich ausnutzen, um den Koeffizienten (2.46) zu vereinfachen. Dazu wird eine Taylorreihe unter der Annahme entwickelt, die Parameter in  $p_f$  seien konstant und der Dämpfungsterm vernachlässigbar klein. Während die Parameterabhängigkeit in einem zweiten Schritt berücksichtigt wird, ist letztere Annahme auf Grund des geringen Einflusses vertretbar. Eine beliebig oft differenzierbare Funktion  $g(x)$  lässt sich durch die Taylorreihe

$$g(x) = g(x_0) + g'(x_0)(x - x_0) + \frac{g''(x_0)}{2!}(x - x_0)^2 + \dots + \frac{g^n(x_0)}{n!}(x - x_0)^n \quad (2.48)$$

angeben. Für eine Approximation des Aktuatormodellkoeffizienten (2.46) wird diese Reihe nach dem quadratischen Term abgebrochen. Die erste Ableitung von (2.46) in Bezug auf  $x$  ergibt sich zu

$$k'_{nl}(x, \dot{x}, p_f) = \frac{\partial k_{nl}(x, \dot{x}, p_f)}{\partial x} = \frac{\bar{k}_0(A_K P'_v(x) + \operatorname{sgn}(\dot{x}) F'_{aero}(x, p_f))}{\sqrt{A_K P_v(x) + \operatorname{sgn}(\dot{x}) F_{aero}(x, p_f)}}, \quad (2.49)$$

wobei  $\bar{k}_0 = k_{ci,0} k_p$  gilt. Die zweite Ableitung ergibt

$$\begin{aligned} k''_{nl}(x, \dot{x}, p_f) &= \frac{\partial k'_{nl}(x, \dot{x}, p_f)}{\partial x} \\ &= \frac{\bar{k}_0 A_K P''_v(x) + \bar{k}_0 \operatorname{sgn}(\dot{x}) F''_{aero}(x, p_f)}{\sqrt{A_K P_v(x) + \operatorname{sgn}(\dot{x}) F_{aero}(x, p_f)}} \\ &\quad + \frac{\bar{k}_0 A_K^2 (P'_v(x))^2 + \bar{k}_0 (F'_{aero}(x, p_f))^2 + 2 \operatorname{sgn}(\dot{x}) \bar{k}_0 A_K P'_v(x) F'_{aero}(x, p_f)}{\sqrt[3]{A_K P_v(x) + \operatorname{sgn}(\dot{x}) F_{aero}(x, p_f)}}. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Für die Taylorreihenentwicklung müssen diese Funktionen um den Punkt  $x_0$  berechnet werden, wobei für das Aktuatormodell die Annahme  $x_0 = 0$  gelte. Auf Grund dessen, dass die Funktionen  $P_v(x)$  und vor allem  $F_{aero}(x, p_f)$  häufig lediglich als Tabellen vorliegen, sind diese nicht stetig differenzierbar, sodass die analytische Berechnung der Ableitungen nicht explizit möglich ist und die notwendige Auswertung um  $x_0$  zur Bestimmung der Taylorreihe nicht erfolgen kann. Um des Problems Herr zu werden, werden die einzelnen Glieder der Reihe für das vorliegende Beispiel genauer betrachtet. Die Auswertung der Gleichung (2.46) an  $x_0$  für einen konstanten Satz  $p_f$  ergibt bei Vernachlässigung der Dämpfungskraft

$$k_{nl}(0, \dot{x}, p_f) = k_0 \sqrt{P_v(0) + \operatorname{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}(0, p_f)}{A_K}}. \quad (2.51)$$



Diese Funktion entspricht einem nominellen Koeffizienten des Aktuatorsmodells, der zusätzlich von dessen Bewegungsrichtung abhängt. Dementsprechend lässt sich (2.51) ebenso durch einen Term der Form

$$k_{nl}(0, \dot{x}, p_f) = C_0^{(0)} + \text{sgn}(\dot{x})C_1^{(0)} \quad (2.52)$$

darstellen, wobei durch  $C_0^{(0)}$  der von der Bewegungsrichtung unabhängige und durch  $C_0^{(1)}$  der von der Bewegungsrichtung abhängige Koeffizient gegeben ist. Entsprechend dieser Überlegungen lassen sich auch die weiteren Ableitungen von  $k_{nl}(x, \dot{x}, p_f)$  angeben, sodass sich schlussendlich die Approximation der Modellkoeffizienten  $k_{nl}$  durch das Polynom zweiter Ordnung

$$k_{poly(2)}(x, \dot{x}, p_f) = C_0^{(0)} + \text{sgn}(\dot{x})C_1^{(0)} + (C_0^{(1)} + \text{sgn}(\dot{x})C_1^{(1)})x + (C_0^{(2)} + \text{sgn}(\dot{x})C_1^{(2)})x^2 \quad (2.53)$$

angeben lässt, welches die ersten drei Terme der Taylorreihenentwicklung berücksichtigt. Es sei darauf hingewiesen, dass  $k_{nl}(0, \dot{x}, p_f)$  in (2.51), auch im Falle, dass  $F_{aero}$  als Tabelle vorliegt, direkt berechnet werden kann und ein Übergang auf die Approximation (2.52) für das erste Glied der Taylorreihe nicht notwendig ist. Für alle Ableitungen von  $k_{nl}(x, \dot{x}, p_f)$  kann jedoch, sofern  $P_v(x)$  sowie  $F_{aero}(x, p_f)$  als Tabellen vorliegen und daher eine Ableitung der Funktionen nicht möglich ist, diese Darstellung verwendet werden. Für die Berechnung der neu definierten Konstanten wird ein Optimierungsproblem gelöst, welches den Fehler zwischen dem nichtlinearen Modell (2.46) sowie dessen Approximation minimiert. Dies gelingt durch die Minimierung eines entsprechenden Kriteriums unter Berücksichtigung etwaiger Ungleichungsnebenbedingungen. Es kann z. B. die Minimierung der quadratischen Summe des Approximationsfehlers der Zeitantworten an  $N$  Simulationspunkten

$$\min_{C_K} \sum_{k=0}^{N-1} (x_k - x_{poly(j),k})^2 \quad (2.54)$$

verwendet werden, wobei  $x_k = x(kT_s)$  sowie  $x_{poly(j),k} = x_{poly(j)}(kT_s)$  gilt und  $j$  die Ordnung der polynomialen Approximation darstellt. Dabei enthält der Vektor  $C_K$  alle Koeffizienten von (2.53).  $x_k$  wird mittels der nichtlinearen Beschreibung (2.46) berechnet und stellt die Auslenkung der Aktuatorstange zum Zeitpunkt  $kT_s$  mit  $k = 0, \dots, N-1$  dar.  $x_{poly(j),k}$  ist die entsprechende Auslenkung der Aktuatorstange des approximierten Modells. Alternativ lässt sich zudem die maximale Abweichung der Ausgänge beider Modelle minimieren:

$$\min_{C_K} \max_k (x_k - x_{poly(j),k}) \quad \text{für } k = 0, \dots, N-1. \quad (2.55)$$

Anstatt die Abweichung der beiden Systemzustände zu minimieren, bewährt sich ebenso der Ansatz, den Fehler der inversen Modellkoeffizienten der beiden Modelle entsprechend

$$\min_{C_K} \sum_{k=1}^N (k_{nl,k}^{-1} - k_{poly(j),k}^{-1})^2 \quad \text{für } k_{nl,k} > 0, k_{poly(j),k} > 0 \quad (2.56)$$

direkt zu optimieren, wobei  $k_{poly(j),k} = k_{poly(j)}(kT_s)$  und  $k_{poly(j),k} = k_{poly(j)}(kT_s)$ , und die Energie des Approximationsfehlers bzw. die maximale Abweichung der beiden Systemausgänge in einer Ungleichungsnebenbedingung zu berücksichtigen.

Als letzter Schritt muss die Parameterabhängigkeit des Modells hergestellt werden. Um auch diesen Einfluss im approximierten Modell berücksichtigen zu können, werden für unterschiedliche Flugzustände unterschiedliche Werte für die jeweiligen Koeffizienten in  $C_K$  bestimmt. Um ein global valides Modell zu erhalten, wird ein Polynom-Fitting der Koeffizienten durchgeführt. Die einzelnen Koeffizienten besitzen unter Berücksichtigung eines  $n_{p_f}$ -dimensionalen Parametervektors  $p_f$  die Form

$$C_i^{(j)} = C_{i,0}^{(j)} + \sum_{k=1}^{n_{p_f}} C_{i,p_f,k}^{(j)} p_{f,k} \quad \text{für } i = 0, 1 \text{ und } j = 0, 1, 2, \quad (2.57)$$

wobei  $p_{f,k}$  der  $k$ -te Eintrag des Vektors  $p_f$  ist. Eine intuitive Methode ist hierbei die Nutzung der Methode der kleinsten Quadrate, was der Definition der Parameter  $p_f$  bedarf. Alternativ bietet [PH08] fortschrittlichere Ansätze zur Erzeugung optimaler Parameterstrukturen der polynomialen Approximationen. Mit  $k(\rho) = k_{poly(j)}(x, \dot{x}, p_f)$  und (2.47) liegt schlussendlich ein quasi-LPV-Modell erster Ordnung vor.

In [VHO11] wird eine weitere Vereinfachung dieser Darstellung präsentiert. Dabei werden lediglich die ersten beiden Terme der Taylorreihe für eine Approximation des Verhaltens verwendet. Die so entstehende polynomiale Approximation erster Ordnung des nichtlinearen Koeffizienten wird darin als

$$k_{poly(1)}(x, \text{sgn}(\dot{x}), p_f) = C_0 + C_1 \text{sgn}(\dot{x})(x + C_2) + C_3 x \quad (2.58)$$

angegeben, was dem Modell (2.53) mit  $C_0^{(0)} = C_0$ ,  $C_1^{(0)} = C_1 C_2$ ,  $C_0^{(1)} = 0$ ,  $C_1^{(1)} = C_1$  sowie  $C_0^{(2)} = 0$  und  $C_1^{(2)} = 0$  entspricht. Physikalisch interpretieren lässt sich dabei  $C_0$  als nomineller Anteil des Koeffizienten.  $C_1$  beschreibt den Einfluss der Auslenkung  $x$  und  $\text{sgn}(\dot{x})$  die notwendige Abhängigkeit von der gewünschten Bewegungsrichtung in oder entgegengesetzt der momentanen Lastwirkung von  $F_{aero}$ .  $C_2$  beschreibt die Verschiebung des Einflusses von  $x$ , weil bei  $x = 0$  die aerodynamische Last nicht gleich null ist,  $C_3$  den Effekt, dass mit weiterem Abweichen von der Ausgangsstellung die aerodynamische Last ansteigt. Wie für das Modell zuvor, werden auch die Koeffizienten dieses Modells vom Flugzustand  $p_f$  entsprechend (2.57) abhängig gemacht, sodass  $C_0(p_f)$ ,  $C_1(p_f)$ ,  $C_2(p_f)$  und  $C_3(p_f)$  gilt. In [VHO11] konnte anhand von zahlreichen Simulationen gezeigt werden, dass eine rein affine Abhängigkeit der Koeffizienten von den Flugparametern eine gute Approximation bietet. Nachteilig wirkt sich diese affine Abhängigkeit jedoch bei großen Eingangsamplituden und dem damit verbundene Auftreten des sog. Stall-Load-Effekts aus. Dabei kann eine Steuerfläche auf Grund einer zu großen aerodynamischen Last nicht mehr in die gewünschte Position bewegt werden. Dieser Effekt lässt mit einem rein affinen Modell nur bedingt abbilden, was mit einer zusätzlichen Abhängigkeit der Approximation vom Anstellwinkel des Flugzeugs umgangen werden kann, wie dies detailliert im Anhang B.1 gezeigt wird.

### 2.2.3 Lineare Approximation des Aktuatorverhaltens

In vielen regelungstechnischen Anwendungen ist die Approximation des Aktuatorverhaltens durch ein lineares Modell erster Ordnung ausreichend. Um ein solches Modell zu erhalten, genügt es, in (2.46) für  $x$ ,  $\dot{x}$  und  $p_f$  konstante Werte einzusetzen und somit die Abhängigkeiten der Zeitkonstante zu eliminieren. Dies kann intuitiv durch die Wahl von sinnvollen Werten der Parameter geschehen, wie z. B. durch die Wahl von Werten in der Mitte des definierten Flugbereichs. Alternativ können die Werte durch mathematische Optimierungsverfahren bestimmt werden, wie es in der Methodik von [VHO11] beschrieben wird. Eine Herleitung eines weiteren linearen Aktuatormodells dritter Ordnung findet man in [YJ12]. Diese einfachen Modelle sind jedoch für die lokale Fehlerdetektion oft wegen ihrer Ungenauigkeit nicht geeignet, weshalb in der vorliegenden Arbeit primär die zuvor hergeleiteten, genaueren Approximationen zur Anwendung kommen.

Das Aktuatormodell (2.32) und speziell die dazugehörigen Approximationen bieten eine adäquate Grundlage für die Auslegung von FDD-Systemen. Für die Validierung der Robustheit und Leistungsfähigkeit eines FDD-Systems ist dabei jedoch stets die nichtlineare Darstellung des Aktuatorverhaltens zu bevorzugen. Um diese Analysen durchführen zu können, müssen die entsprechenden Fehler realitätsnah in dem Aktuatorensystem modelliert werden, was Gegenstand des nächsten Abschnitts ist.

## 2.3 Aktuatorfehler und deren Modellierung

Als Fehler wird allgemein jegliches nicht erwartete und vor allem nicht erwünschte Verhalten von physikalischen Prozessparametern angesehen, das u. U. zu einer Verletzung spezifizierter Grenzen des normalen Arbeitsbereichs führen kann. In der Literatur existieren diverse, unterschiedliche Kategorisierungen von Fehlern. Eine gängige Möglichkeit der Differenzierung von Fehlerfällen ist nach [Ise06], die Zeitabhängigkeit der Fehler zu betrachten. Demnach unterscheidet man abrupt auftretende (z. B. ein plötzlicher Versatz (Bias)), sich aufbauende Fehler (z. B. Weglaufen) oder intervallmäßig auftretende Fehlerfälle. Da jedoch in dieser Arbeit neben der gezielten Detektion der Fehler auch deren Isolation sowie Identifikation von entscheidender Relevanz ist, bietet sich eine Differenzierung nach Entstehungsquellen an: Liegt die Ursache in den physikalischen Zusammenhängen des Aktuators selbst, spricht man von einem physikalischen Aktuatorfehler. Ist ein Sensor die Ursache für ein fehlerhaftes Verhalten des Aktuators, wird dies als Aktuatorsensorenfehler bezeichnet. Je nach seiner Quelle ist ein jeder Fehler unterschiedlich zu modellieren, um ein realitätsnahes Modell für die Simulation zu erhalten. Bei dieser Unterteilung sei darauf hingewiesen, dass die Ausgangssignale des Aktuators für bestimmte Fehler trotz unterschiedlicher Quellen ähnlich und in manchen Fällen sogar identisch sein können.

Auf Grund der unterschiedlichen Wirkungsweisen der Fehler, bietet sich auch damit eine entsprechende Unterscheidungsmöglichkeit an. Die in dieser Arbeit betrachteten Aktuator- und Aktuatorsensorenfehler werden in die folgenden drei Klassen aufgeteilt:

*Additive Fehler*, welche unabhängig von anderen Systemeingängen rein additiv auf das System einwirken. Im Gegensatz dazu wird beim *substituierenden Fehler* ein fehlerfreier Eingang zur Gänze vom Fehlersignal ersetzt. Als dritte Fehlerklasse sind *multiplikative Fehler* zu nennen, bei denen ein Systemparameter oder -signal durch einen entsprechenden Faktor multiplikativ verändert wird, was folglich zu einer Änderung des gewünschten Systemausgangs führt. Als Beispiel kann im Zusammenhang mit Aktuatoren ein oszillatorischer Fehlerfall als additiver Fehler interpretiert werden, ein Effizienzverlust als multiplikativer Fehler sowie das Festklemmen des Aktuators als substituierender Fehler. Eine solche Einteilung der Fehler ist primär für die realitätsnahe Modellierung von nichtlinearen Aktuatormodellen zum Zweck der Simulation wesentlich, wie sie bei der simulationsbasierten Analyse der ausgelegten FDD-Systeme benötigt wird. Bei dieser Einteilung muss beachtet werden, dass sich die einzelnen Klassen zum Teil mathematisch in die anderen überführen lassen. Dies ist für den Entwurf der Residuenfilter mittels additiver Ansätze zur Fehlerdetektion von Relevanz, weil dabei die Fehler als additive Systemeingänge betrachtet werden können (vgl. Kapitel 3).

### 2.3.1 Physikalische Aktuatorfehler

Aktuatorfehler, die auf physikalische Gründe wie mechanische Schäden oder zusätzlich induzierte Eingänge zurückzuführen sind, können einen entscheidenden Einfluss auf die Gesamtdynamik des Flugzeugs haben und diese im schlimmsten Fall destabilisieren. Unterschiedliche Fehlerfälle sollen inklusive deren Modellierung in diesem Abschnitt besprochen werden. Da die nichtlineare Approximation des Aktuatormodells (2.40) zusammen mit dem Regelgesetz (2.43),

$$\dot{x} = k_{ci}k_p(u - x) \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d\dot{x}^2}{A_K} + \operatorname{sgn}(\dot{x})\frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}}, \quad (2.59)$$

ein ausreichend genaues Basismodell für eine simulationsbasierte Analyse von FDD-Systemen bietet, wird die Implementierung der erörterten Fehler anhand dieser Approximation vorgenommen. Eine entsprechende Implementierung im nichtlinearen Basismodell (2.32) folgt jedoch denselben Überlegungen.

#### Festklemmender Aktuator (engl.: Jamming)

Aktuatoren, welche sich nicht mehr bewegen lassen, erzeugen durch die verbundene Steuerfläche ein unerwünschtes Moment, welches auf die Flugzeugdynamik einwirkt und als zusätzlicher Störeingang auf diese interpretiert werden kann. Während ein substituierender Fehlerfall bei sekundären Steuerflächen (z. B. Spoilern) zu unerwünschten Effekten wie einem erhöhten Treibstoffverbrauch führen kann, kann eine festklemmende primäre Steuerfläche (z. B. Höhenruder) zu schwerwiegenden Problemen bei der Steuerung des Flugzeugs führen. Die Ursache für ein Festklemmen des Aktuators kann unterschiedliche Gründe haben. Es kann z. B. es zu einer mechanischen Verwindung des Aktuatorkolbens

im Zylinder kommen. Eine weitere mögliche Ursache stellt ein Kräftegleichgewicht der beiden Aktuatoren einer einzelnen Steuerfläche dar, sofern der passive Aktuator (fälschlicherweise) in den aktiven Modus geschaltet wird. Diesen Überlegungen zufolge lässt sich ein festklemmender Aktuator durch ein Kräftegleichgewicht im Aktuator modellieren, sodass die Geschwindigkeit des Aktuators  $\dot{x}$  gleich null wird. Um dies zu erreichen, wird eine zusätzliche (Fehler-)Kraftkomponente  $F_f$  eingeführt, die die zusätzliche Kraft durch den fehlerhaften zweiten Aktuator oder die auftretende Reibungskomponente nach einer Kolbenverwindung beschreibt:

$$\dot{x} = k_{ci}k_p(u - x) \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d\dot{x}^2}{A_K} + \operatorname{sgn}(\dot{x})\frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K} - \frac{F_f}{A_K}}{P_{ref}}}. \quad (2.60)$$

Durch die Bedingung  $F_f = A_K P_v(x) + \operatorname{sgn}(\dot{x}) F_{aero} - k_d \dot{x}^2$  wird ein Kräftegleichgewicht erzeugt, sodass sich beschriebene Fehlerfall einstellt. Somit gilt  $\dot{x} = 0$  und  $x = c$ , wobei die Variable  $c$  die letztgültige Position des Aktuators im fehlerfreien Modus beschreibt. Noch einfacher, wenn auch physikalisch nicht korrekt modelliert, lässt sich ein festklemmender Aktuator daher einfach durch Null-Setzen von  $\dot{x}$  herbeiführen.

Durch das Ersetzen von  $k_{ci}$  in (2.59) durch  $\varrho_k k_{ci}$  gelingt eine einfachere Modellierung des Festklemmens mittels des Parameters  $\varrho_k$ . Im fehlerfreien Fall gilt dabei  $\varrho_k = 1$  und im Fehlerfall  $\varrho_k = 0$ , wodurch das gewünschte Ein-/Ausgangsverhalten des Aktuators definiert wird. Da sich bei beiden Varianten dieselben Eingangs- und Ausgangssignale ergeben, die zweite Variante jedoch weit einfacher zu realisieren ist, ist diese für eine Implementierung zu bevorzugen.

### Unkontrolliertes Weglaufen (engl.: Runaway)

Ein unkontrolliertes Weglaufen des Aktuators ist kritischer einzuschätzen als ein festklemmender Aktuator. Das zusätzliche Moment, das die mit dem Aktuator verbundene Steuerfläche erzeugt, steigt stetig an, bis der Aktuator seine physikalische Grenze erreicht und folglich das maximal mögliche Moment generiert wird. Ursachen für ein unkontrolliertes Weglaufen des Aktuators kann bspw. ein Beschädigung oder falsche Ansteuerung des Steuerventils sein. Klemmt die Stange des Steuerventils fest in einer Position, läuft die Aktuatorstange durch die Proportionalität ihrer Geschwindigkeit zur Position der Stange des Steuerventils weg. Auch eine ungewollte Induktion eines Stroms am Eingang des Steuerventils führt zum selben Effekt, nämlich dem Weglaufen des Aktuators. Eine weitere Ursache, die im Zuge der Aktuatorsensorenfehler noch diskutiert wird, kann in einem fehlerhaften Regelsensor des Aktuatorregelkreises liegen.

In Gleichung (2.59) lässt sich der Fehlerfall demnach durch die Substitution vom Kommandostrom  $I_c$  mit einem konstanten oder variablen Fehlerstrom  $I_f$  realisieren. Dies führt zu der Auftrennung der Regelschleife und durch die Integration zum Weglaufen der Steuerfläche. Dies gelingt durch die Einführung eines additiven Terms  $\Delta I_f$  in (2.59)

entsprechend

$$\dot{x} = k_{ci} (k_p(u - x) + \Delta I_f) \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d \dot{x}^2}{A_K} + \operatorname{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}}. \quad (2.61)$$

Soll das ursprüngliche Kommando substituiert und mit einem konstanten oder variablen Fehlerstrom  $I_f$  ersetzt werden, wird  $\Delta I_f = -k_p(u - x) + I_f$  gewählt.

Der Fehlerfall des Festklemmens der Stange des Steuerventils kann in der Modellbeschreibung (2.32) durch die konstante Wahl von  $x_v$  (folglich  $\dot{x}_v = 0$ ) unabhängig vom Eingangsstrom realisiert werden, wodurch sich ein Weglaufen des Aktuators einstellt. In der nichtlinearen Approximation des Aktuatorverhaltens (2.59) lässt sich das Festklemmen der Steuerventilstange nicht direkt modellieren, weil die Übertragungsdynamik des Steuerventils vernachlässigt wurde.

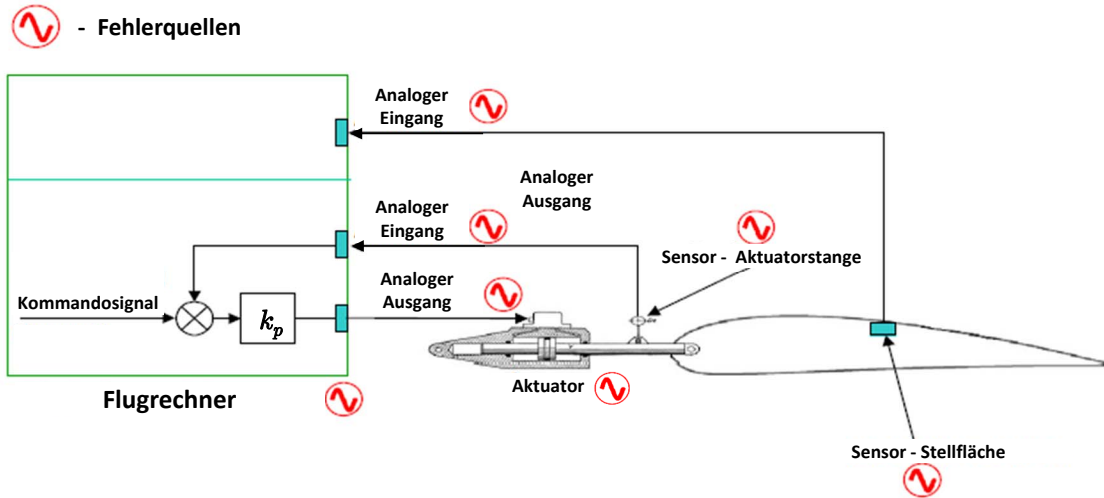
Bei Erreichen der Sättigungsposition gilt  $\dot{x} = 0$  und  $x = x_{lim}$ . Diese zweite Phase des Fehlers wird unabhängig vom Eingangssignal folglich durch ein Nullsetzen der Geschwindigkeit  $\dot{x}$  und Setzen des Ausgangs auf  $x_{lim}$  berücksichtigt.

Die Modellierung des Weglaufens der Aktuatorstange gelingt in Gleichung (2.59) ebenso durch  $\dot{x} = \varrho_l k_{ci} k_p(u - x) \sqrt{\dots} + f_l$ , wodurch das fehlerhafte Ein-/Ausgangsverhalten des Aktuators ohne Berücksichtigung physikalischer Fehlerursachen abgebildet wird. Im fehlerfreien Fall gilt dabei  $\varrho_l = 1$  und im Fehlerfall  $\varrho_l = 0$ .  $f_l$  definiert die Weglaufgeschwindigkeit. Diese kann wie zuvor konstant oder auch zeitvariant gewählt werden.

### Oszillatorischer Fehlerfall (engl.: Oscillatory Failure Case)

Bei einem oszillatorischen Fehlerfall, kurz OFC genannt, können durch unerwünscht induzierte Schwingungen am Aktuator die Eigenmoden der Flugzeugstruktur angeregt werden, was zu sicherheitskritischen Situationen führen kann. Zu unterscheiden ist, ob die Schwingung additiv auf das Aktuatorausgangssignal einwirkt oder dieses zur Gänze ersetzt (substituierend). Im letzteren Fall schwingt die Aktuatorposition um einen konstanten Mittelwert. Die Entstehungsquellen, die zu der zusätzlichen oszillatorischen Bewegung des Aktuators führen, sind unterschiedlich. Primär treten sie jedoch nicht durch mechanische Ursachen, sondern durch Fehler in den elektrischen Komponenten des Aktuatorensystems auf. Abbildung 2.7 zeigt dazu anschaulich die möglichen Quellen von oszillatorischen Fehlerfällen nach [Lav+08].

Neben einer Fehlfunktion der am Aktuator verwendeten Sensoren, welche nachfolgend wegen ihrer Relevanz noch explizit besprochen werden, kann es zu Fehlern in der generierten Steuergröße, dem Eingangsstrom  $I_c$ , kommen, weil die elektrisch-hydraulische Energiewandlung nicht fehlerfrei funktioniert. Des Weiteren können die verwendeten Analog-Digital-Wandler für die Bereitstellung digitaler Messsignale im Flugrechner Ursprung des oszillatorischen Fehlers sein. Anhand dieser Überlegungen lässt sich der additive Fehler als zusätzlicher Fehlereingangsstrom  $\Delta I_f$  wie für den Fall der weglauenden Aktuatorstange in (2.61) modellieren. Für den oszillatorischen Fehlerfall wird dazu  $\Delta I_f = A_{osz} \sin(\omega_{osz} t + \phi_{osz})$  gewählt. Dabei stellt  $A_{osz}$  die Amplitude,  $\omega_{osz}$  die Frequenz und



**Abbildung 2.7:** Mögliche Quellen oszillatorischer Fehlerfälle im Aktuatorregelkreis

$\phi_{osz}$  die Phasenverschiebung des oszillatorischen Fehlers dar. Sofern ein substituierender oszillatorischer Fehler modelliert werden soll, muss das Kommandosignal ausgelöscht werden. Dies gelingt durch die Wahl  $\Delta I_f = A_{osz} \sin(\omega_{osz}t + \phi_{osz}) - k_p(u - x)$  und führt zu einer Öffnung des Aktuatorregelkreises und dem Auftreten einer Schwingung am Aktuatorausgang. Das entsprechende Modell ergibt sich für den substituierenden oszillatorischen Fehlerfall zu

$$\dot{x} = k_{ci} A_{osz} \sin(\omega_{osz}t + \phi_{osz}) \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d \dot{x}^2}{A_K} + \operatorname{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}}. \quad (2.62)$$

### Effizienzverlust (engl: Loss of Efficiency)

Effizienzverluste des Aktuators können durch ihre unterschiedlichen Ursachen auch unterschiedliche Wirkungen auf die Aktuatordynamik aufweisen. Je nach Grad des Verlusts der Effizienz kann die Wirkung auf die Flugzeugdynamik zwischen kaum sichtbar und extrem kritisch liegen. Prinzipiell muss man zwischen Effizienzverlusten, die lediglich die Übertragungsdynamik beeinflussen, und jenen, die die Übertragungsverstärkung mindern, differenzieren.

Effizienzverluste, die lediglich die Dynamik des Aktuators beeinflussen, werden unter anderem durch die Beschädigung einer Steuerfläche durch externe mechanische Einflüsse, durch den Bruch der Aktuatorstange oder durch Leckagen in der Hydraulikversorgung verursacht. Physikalische Verluste der Steuerfläche beschleunigen dabei die Aktuatordynamik, weil eine verminderte aerodynamische Last auf den Aktuator übertragen wird. Liegt hingegen ein Effizienzverlust im Hydrauliksystem vor, führt der durch die Leckage verringerte Druck zu einer Verlangsamung der Aktuatordynamik. Zudem kommt es zu einer früheren Sättigung der Stellfläche, welche durch ein Kräftegleichgewicht zwischen

Versorgungsdruck und aerodynamischer Last gekennzeichnet ist. Im Gegensatz zu den zuvor beschriebenen Effizienzverlusten lässt sich auch ein Effizienzverlust definieren, der eine Minderung der Übertragungsverstärkung hervorruft. Diese tritt als eingangsabhängige Minderung des Ausgangssignals in Erscheinung [BBM05], auch wenn das Eingangssignal konstant ist. Beim Auftreten dieses Fehlers wird ein geforderter Stellwert  $u \neq 0$  zu keinem Zeitpunkt erreicht und  $y$  ist betragsmäßig stets kleiner als sein Sollwert. Rein physikalisch kann dieser Fehlerfall jedoch am Aktuator selbst nicht auftreten, weil der Regler stets versucht, die aktuell geforderte Position zu erreichen. Eine Ausnahme bildet hier die Aktivierung eines sog. phasenkompensierten Ratenbegrenzers. Diese Begrenzer kommen primär bei hochagilen Militärflugzeugen zum Einsatz [OH08], weshalb sie für die vorliegende Betrachtung keine Rolle spielen. Im Betrieb ziviler Flugzeuge tritt dieser Fehler lediglich dann auf, wenn das vorliegende Eingangssignal  $u$  vor dem Eingang in den Aktuatorregler nochmalig verändert wird, was z. B. durch eine fehlerhafte Datenübertragung induziert werden kann.

Infolge dieser Überlegungen muss der Effizienzverlust je nach Ursache unterschiedlich modelliert werden. Mit Hilfe des um die Faktoren  $\varrho_{eff,1}$ ,  $\varrho_{eff,2}$  und  $\varrho_{eff,3}$  erweiterten Aktuatormodells

$$\dot{x} = k_{ci}k_p(\varrho_{eff,3}u - x) \sqrt{\frac{\varrho_{eff,1}P_v(x) - \frac{k_d\dot{x}^2}{A_K} + \operatorname{sgn}(\dot{x})\varrho_{eff,2}\frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}} \quad (2.63)$$

lassen sich die Fälle des Effizienzverlusts erzeugen. Dabei wird durch  $0 \leq \varrho_{eff,1} < 1$  eine auftretende Leckage modelliert, die den zur Verfügung stehenden Versorgungsdruck absenkt. Mit Hilfe von  $0 < \varrho_{eff,2} < 1$  lässt sich ein teilweiser Verlust bzw. mit  $\varrho_{eff,2} = 0$  ein vollständiger Verlust der Steuerfläche sowie ein Bruch der Aktuatorstange modellieren. Bei solch einem vollständigen Verlust muss zudem für eine realistische Gesamtmodellierung die Übertragung  $k_f$  zwischen Stangenposition und Steuerfläche gleich null sein. Es muss dabei beachtet werden, dass bei einem Modell, welches die Messung der Ausschlagsposition der Steuerfläche beinhaltet, der entsprechende Sensor  $y_2$  eine Position liefern muss, welche der Steuerflächenposition entspricht, an der kein aerodynamisches Scharniermoment vorliegt und ein Kräftegleichgewicht an Ober- und Unterseite der Steuerfläche herrscht. Bei einer Beschädigung der Steuerfläche kann hingegen angenommen werden, dass die Ausgangsgleichung (2.44) unverändert bleibt, weil der Sensor weiterhin korrekt arbeitet. Der Faktor  $\varrho_{eff,3}$  dient schließlich zur Modellierung eines Effizienzverlusts, der eine Minderung der Übertragungsverstärkung induziert.

### 2.3.2 Aktuatorsensorenfehler

Wie in Abschnitt 2.1 diskutiert, ergibt sich die Notwendigkeit der Verwendung von Sensoren beim Einsatz von elektrohydraulischen Aktuatoren durch die notwendige Positionsregelung des Aktuators. Zum einen stellt dies die Grundlage für die Implementierung eines lokalen FDD-Systems dar, zum anderen bringt dies aber auch weitere Fehlerquellen mit sich. Die Modellierung der Sensorenfehler für die einzelnen Ausgangssignale (2.44)



lässt sich durch

$$y_i = \alpha_{s,i}x + n_i + f_{s,i}, \quad i = 1, \dots, 3 \quad (2.64)$$

realisieren, wobei  $f_{s,i}$  ein additives Fehlersignal für das jeweilige Sensorsignal  $y_i$  darstellt.  $n_i$  ist der jeweils  $i$ -te Eintrag des stochastischen Störvektors  $n$ . Zusätzlich bietet der Faktor  $\alpha_{s,i}$  die Möglichkeit, neben der Modellierung eines multiplikativen Sensorenfehlers das Messsignal durch  $\alpha_{s,i} = 0$  vollständig außer Acht zu lassen und so die additiven Fehlersignale  $f_{s,i}$  in substituierende Fehlerfälle überzuführen. Tabelle 2.1 listet die relevanten Sensorenfehler, geordnet nach ihrer Wirkungsweise, auf.

Fehlerart	Fehlereigenschaft	Fehlermodell
Additiv	Bias	$f_{s,i} = c$
$\alpha_{s,i} = 1$	Oszillierend	$f_{s,i} = A_{osz} \sin(\omega_{osz}t + \phi_{osz})$
Multiplikativ		
$0 < \alpha_{s,i} < 1$		$f_{s,i} = 0$
Substituierend	Einfrieren	$f_{s,i} = -x_{s,i} + c$
$\alpha_{s,i} = 0$	Unkontrolliertes Driften	$f_{s,i} = -x_{s,i} + k_l t$
	Oszillierend	$f_{s,i} = -x_{s,i} + A_{osz} \sin(\omega_{osz}t + \phi_{osz})$

**Tabelle 2.1:** Übersicht über die relevanten Aktuatorsensorenfehler und deren Modellierung

$k_l$  definiert einen Faktor zur Modellierung des Wegdriftens des Sensorsignals. Alle anderen Variablen entsprechen den Beschreibungen, wie sie bei den physikalischen Aktuatorfehlern eingeführt worden sind.

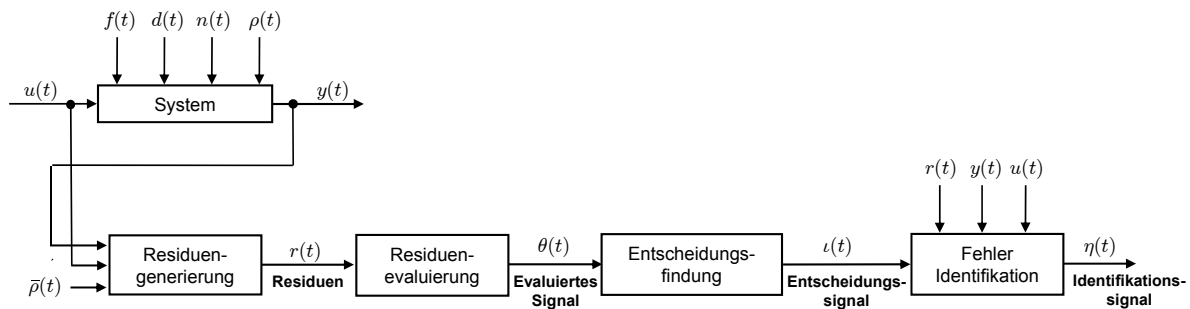
Zu diskutieren ist bei Aktuatorsensorenfehlern das Verhalten des Aktuators selbst, wenn man Fehler am Sensor innerhalb der Regelschleife betrachtet: Kommt es zu einem additiven oder multiplikativen Fehler, ist dieser auch im Aktuatorverhalten selbst zu sehen, weil er durch die Rückführung als Regelfehler angesehen wird, dem proportional entgegengesteuert wird. Wird hingegen das Sensorsignal durch den Fehler zur Gänze substituiert ( $\alpha_{s,1} = 0$ ), läuft der Aktuator unkontrolliert weg. Die Ursache liegt darin, dass bei  $\alpha_{s,1} = 0$  durch die Substitution von  $y_1$  durch den Fehler  $f_{s,1}$  der Regelkreis aufgetrennt und ein integrales Verhalten erzeugt wird. Detaillierte Betrachtungen zu dieser Problematik finden sich in Kapitel 5.

Treten Fehler bei Sensoren außerhalb der Regelschleife auf, hat dies keinen direkten Einfluss auf das physikalische Aktuatorverhalten. Je nachdem wie die Sensorsignale für eine Signalüberwachung des Reglersignals verwendet werden, kann jedoch auch ein fehlerhafter Sensor außerhalb der Regelschleife negative Einflüsse auf das Gesamtverhalten des Aktuators haben. Für ein FDD-System bieten zusätzliche Sensoren jedoch die Möglichkeit der Fehlerisolation von physikalischen Aktuatorfehlern und Aktuatorsensorenfehlern mit Hilfe eines modellbasierten Ansatzes.



### 3 Grundlagen der Fehlerdiagnose

Die Erkennung und Lokalisierung von Fehlern sowie deren Analyse stellt eine anspruchsvolle Aufgabe dar, welche einen weiten Bereich verschiedenster mathematischer Methoden umfasst. Für ein System mit dem Eingangsvektor  $u$ , dem Störgrößenvektor  $d$ , dem Fehlervektor  $f$ , dem stochastischen Störgrößenvektor  $n$ , dem Parametervektor  $\rho$  und den Messgrößen  $y$  wird in Abbildung 3.1 eine typische Struktur eines Systems zur modellbasierten Fehlerdetektion und -diagnose (FDD) dargestellt. Die elementaren Blöcke eines solchen Systems sind: der Residuengenerator oder -filter zum Erzeugen des Residuensignals  $r$ , der Evaluierungsblock zur Berechnung der evaluierten Signale  $\theta$ , z. B. in Form einer Norm, und der Entscheidungsfindungsblock, der mit Hilfe von adäquat gewählten Grenzwerten eine Aussage über das Vorhandensein von Fehlern im System durch Erzeugen des Entscheidungssignals  $\iota$  liefert. Am Ende der Berechnungskette steht schließlich der Fehleridentifikationsblock, der weiterführende Informationen über den Fehler liefert. In der vorliegenden Arbeit wird zudem die Detektion mittels des Identifikationssignals  $\eta$  bestätigt. Dabei erweist es sich oft als geeignet, neben den Residuen auch Ein- und Ausgangssignale zu analysieren, um Rückschlüsse auf die genaue Charakteristik des Fehlers zu erhalten. Man beachte im Weiteren den Parametervektor  $\bar{\rho}$  als Eingang in den Residuengenerator, der die messbaren Größen des Parametervektors  $\rho$  enthält. Dadurch wird an dieser Stelle eine parameterabhängige Variante des Filters angedeutet.



**Abbildung 3.1:** Struktur eines Fehlerdiagnosesystems

Der Begriff der Fehlerdiagnose kann in verschiedene Komplexitätsstufen aufgeteilt werden. Dabei stellt die *Fehlerdetektion* das Auffinden eines Fehlers im System und eine binäre Entscheidung dar, ob sich ein Fehler im System befindet oder nicht. Dies muss jedoch in Gegenwart von Steuereingängen und unterschiedlichen Störgrößen geschehen, was die eigentliche Herausforderung darstellt. Im Optimalfall entkoppelt der Residuenfilter Steuer- und Störgrößen von den Residuen und ermöglicht zugleich die entsprechende Detektion aller möglichen Fehler. Die *Fehlerisolation* lokalisiert die auftretenden Fehler

im System. Dies wird idealerweise sowohl für den Fall, dass ein Fehler alleine auftritt, als auch für den Fall, dass mehrere Fehler gleichzeitig vorhanden sind, gewährleistet. Die Schwierigkeit der Fehlerisolation liegt dabei oft im Fehlen einer ausreichenden Anzahl an Messsignalen. Stehen nicht ausreichend viele Messsignale zur Verfügung, können häufig lediglich Filter generiert werden, die zwar einzeln jedoch nicht zugleich auftretende Fehler isolieren können. Die *Fehleridentifikation* liefert quantitative und qualitative Informationen über den entdeckten Fehler und liefert die Grundlage für eine fehlertolerante Regelung. Die Fehleridentifikation kann üblicherweise getrennt von der Fehlerdetektion und -isolation durchgeführt werden. Dabei können unterschiedliche Verfahren, wie z. B. Parameterschätzung [Lom10] oder signalbasierte Verfahren zum Einsatz kommen. Die auf Multimodellansätzen basierende Fehlerdetektion bietet hierbei implizit eine Identifikation des Fehlers durch die Bestimmung des Modells, das am besten mit dem aktuellen Systemmodell übereinstimmt. Aus diesem Grund werden diese Ansätze auch als *Modelldetektion* bezeichnet. Die für diese Arbeit relevanten Methoden der Fehlerdetektion und -isolation, der Residuenevaluierung und Entscheidungsfindung und schlussendlich jene der Fehleridentifikation, werden nachfolgend behandelt. Fehlerdetektion, -isolation und -identifikation wird in der Literatur als Fehlerdetektion und -diagnose (FDD) bezeichnet.

Die Auslegung von Filtern für die Fehlerdetektion, welche Abweichungen zwischen einem fehlerfrei und einem fehlerhaft operierenden System detektieren sollen, ist seit Jahrzehnten ein Bereich intensiver Forschung. Traditionelle Methoden im Bereich der Fehlerdetektion sind dabei unter anderem Eingangs-/Ausgangsbeobachter z. B. mit Eigenstrukturvorgabe, die Filterauslegung basierend auf Paritätsgleichungen und die optimale  $\mathcal{H}_2$ - oder  $\mathcal{H}_\infty$ -Filterauslegung. Das Fehlerdetektionsproblem (FDP) formuliert i. Allg. die Aufgabe, mittels eines Residuums das Vorhandensein eines Fehlers in einem System, während beliebige Steuer- und Störgrößen auf dieses System einwirken, zu erkennen. Die Residuen werden durch den Residuengenerator erzeugt, der als Eingang die Aus- und Eingänge des Systems verwendet. Für die Lösung des FDPs sind in der Vergangenheit verschiedene Ansätze für unterschiedliche Problemspezifikationen erarbeitet worden. Übersichtsartige Zusammenfassungen der existierenden Methoden liefern hierbei bspw. [Ger98] und [CP99]. In dieser Arbeit wird als Ansatz zur Lösung des FDPs und des Fehlerdetektions- und Fehlerisolutionsproblems (FDIP) die nullraumbasierte Synthesemethode vorgestellt und angewendet [Var13]. Dabei werden Bedingungen für die Lösung des FDPs bzw. des FDIPs in Form eines Nullraumproblems einer Übertragungsmatrix formuliert.

Mittels des nullraumbasierten Lösungsansatzes lässt sich das FDP allgemein lösen. Die Methode kann sowohl für stabile als auch instabile Systeme angewendet werden, sowohl im zeitkontinuierlichen als auch im zeitdiskreten Bereich. Ein entscheidender Punkt für Echtzeitanwendungen in Flugzeugen ist der Umstand, die Residuenfilter mit der kleinstmöglichen Ordnung bestimmen zu können [Var08a]. Die Berechnung der Basis des Nullraums kann mit Hilfe von numerisch zuverlässigen Methoden für Modelle in der Zustandsraumdarstellung durchgeführt werden. Diese Methode ist eine integrierte Berechnungsmethode, die durch hintereinander gereihete Berechnungsschritte die Struktur des Problems ausnützt [Var08a]. Die Nullraumberechnung kann zudem zum Lösen des

FDIPs herangezogen werden, indem eine Reihe von Residuenfiltern berechnet wird, die zu einer strukturierten Gruppe von Residuen gehören [Var07]. Im weiteren Sinn stellt die nullraumbasierte Synthese eine übergeordnete Methode für alle existierenden Ansätze dar, weil jegliche Beobachter- und Paritätsansätze als Spezialfall interpretiert werden können. Die Hauptunterschiede liegen dabei primär in den numerischen Eigenschaften der Berechnungsmethoden [Var09c].

In der vorliegenden Abhandlung werden FDD-Systeme, wie sie in Abbildung 3.1 dargestellt sind, behandelt. Neben dem Residuenfilter, der mittels der nullraumbasierten Auslegungsmethode synthetisiert wird, werden Funktionen zur Residuenevaluierung, Entscheidungsfindung und Fehleridentifikation eingehend betrachtet. Zentraler Aspekt ist die gezielte Erhöhung der Robustheit von FDD-Systemen gegenüber Fehlalarmen und nichtdetektierter Fehler, sowie die Optimierung der Leistungseigenschaften. Als Grundstein dazu dient die Herleitung neuer Robustheits- und Leistungskriterien für FDD-Systeme sowie das vollständige Lösen des Fehleridentifikationsproblems. In diesem Kapitel werden dazu die Grundlagen der einzelnen FDD-Systemteile betrachtet, um in den beiden nachfolgenden Kapitel die optimierungsbasierte Auslegung von FDD-Systemen erarbeiten (Kapitel 4) und das Fehleridentifikationsproblem lösen zu können (Kapitel 5).

Der erste Schritt der Definition eines FDD-System ist die Synthese adäquater Residuenfilter. Die dazu notwendigen und relevanten Systemmodelle sollen im nächsten Abschnitt vorgestellt werden.

## 3.1 Systemmodelle

Nichtlineare mathematische Systembeschreibungen eignen sich zur Robustheitsabschätzung ausgelegter Fehlerdetektionsfilter mit Hilfe nichtlinearer Simulationen. Des Weiteren hat es sich unter bestimmten Umständen (z. B. wenn gewisse Systemteile nicht offen zur Verfügung stehen) als geeignet erwiesen, eine direkte Synthese von Fehlerdetektionsfiltern am nichtlinearen Modell durchzuführen [OV11]. Nichtsdestoweniger ist die Verwendung von linearen Ansätzen für die Auslegung von Fehlerdetektionsfiltern von Vorteil, weil sich unter anderem das Nullraumproblem mit klassischen mathematischen Verfahren lösen lässt. Daher wird als Basis für die Auslegung der Filter auf lineare, zeitinvariante (LTI) bzw. lineare, parametervariante (LPV) Beschreibungen des zu beobachtenden Systems zurückgegriffen. Im Folgenden wird die Bestimmung solcher Modelle kurz beschrieben.

Es sei eine nichtlineare Systembeschreibung in Form der Zustandsraumdarstellung

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}(t) &= F(\tilde{x}, \tilde{u}, d, \rho) \\ \tilde{y}(t) &= G(\tilde{x}, \tilde{u}, d, \rho)\end{aligned}\tag{3.1}$$

gegeben, wobei  $\tilde{x} \in \mathcal{R}^n$  den Zustandsvektor darstellt. Des Weiteren ist  $\tilde{y} \in \mathcal{R}^p$  der Messvektor,  $\tilde{u} \in \mathcal{R}^{m_u}$  der Steuervektor und  $d \in \mathcal{R}^{m_d}$  der unbekannte Störgrößenvektor. Im Parametervektor  $\rho \in \Pi$  sind physikalische, parametrische Variationen des Systems enthalten und der dazugehörige Satz von Parametern sei definiert als

$$\Pi = \{\rho \in \mathcal{R}^k : \rho_i \in [\rho_{i,\min}, \rho_{i,\max}], i = 1, \dots, k\}.\tag{3.2}$$

$F$  und  $G$  sind nichtlineare Vektorfunktionen, die nach all ihren Variablen stetig differenzierbar sind und die Existenz verschiedener Jacobi-Matrizen garantieren. Die Trimm Aufgabe für das System (3.1) lässt sich wie folgt angeben:  $(\tilde{x}_0, \tilde{u}_0, \tilde{y}_0)$  und  $d = \dot{\tilde{x}} = 0$  sei für einen konstanten Satz von Parametern  $\rho_0 \in \Pi$  ein quasistationärer Arbeitspunkt für das System (3.1), sodass

$$\begin{aligned} 0 &= F(\tilde{x}_0, \tilde{u}_0, 0, \rho_0) \\ \tilde{y}_0 &= G(\tilde{x}_0, \tilde{u}_0, 0, \rho_0). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Man beachte, dass mit der Annahme  $\dot{\tilde{x}} = 0$  der Arbeitspunkt des Systems ein Gleichgewichtszustand ist. In Summe müssen zum Lösen der Trimm Aufgabe  $n + p$  nichtlineare Gleichungen in (3.1) gelöst werden, um  $n + p$  freie Parameter zu bestimmen, welche aus insgesamt  $2n + m_u + p$  Komponenten ausgewählt werden müssen. Um weder ein unter- noch überbestimmtes System zu erhalten, werden dabei die restlichen freien Parameter durch Trimmbedingungen ersetzt. Mit Hilfe dieses getrimmten Zustands lassen sich mit Standardverfahren LTI- und auch LPV-Modelle des Systems erzeugen. Sie approximieren das nichtlineare Verhalten in der Nähe des Arbeitspunktes mit ausreichender Genauigkeit und schaffen damit die Grundlage für die Auslegung der Fehlerdetektionsfilter.

### 3.1.1 Lineare Systemmodelle

Lineare Modelle lassen sich aus (3.3) durch die Linearisierung mittels Jacobi-Matrizen um einen Trimpunkt bestimmen. Dabei beinhaltet die Jacobi-Matrix sämtliche erste partielle Ableitungen einer Funktion. Anders formuliert, man legt der Linearisierung eine Taylorreihenentwicklung um einen Trimpunkt zugrunde, welche man nach den linearen Gliedern abbricht. Schlussendlich führt dies zu dem linearen, zeitinvarianten Zustandsraummodell

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_u u(t) + B_d d(t) \\ y(t) &= Cx(t) + D_u u(t) + D_d d(t). \end{aligned} \quad (3.4)$$

In (3.4) gilt auf Grund der Abweichung vom Referenzzustand  $x = \tilde{x}_0 - \tilde{x}$ ,  $u = \tilde{u}_0 - \tilde{u}$  und  $y = \tilde{y}_0 - \tilde{y}$  und für die Matrizen

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{\partial F(\tilde{x}, \tilde{u}, d, \rho)}{\partial x} \right|_{\substack{\tilde{x} = \tilde{x}_0, \\ \tilde{u} = \tilde{u}_0 \\ d = 0 \\ \rho = \rho_0}}, \quad C = \left. \frac{\partial G(\tilde{x}, \tilde{u}, d, \rho)}{\partial x} \right|_{\substack{\tilde{x} = \tilde{x}_0, \\ \tilde{u} = \tilde{u}_0 \\ d = 0 \\ \rho = \rho_0}} \\ B_u &= \left. \frac{\partial F(\tilde{x}, \tilde{u}, d, \rho)}{\partial u} \right|_{\substack{\tilde{x} = \tilde{x}_0, \\ \tilde{u} = \tilde{u}_0 \\ d = 0 \\ \rho = \rho_0}}, \quad D_u = \left. \frac{\partial G(\tilde{x}, \tilde{u}, d, \rho)}{\partial u} \right|_{\substack{\tilde{x} = \tilde{x}_0, \\ \tilde{u} = \tilde{u}_0 \\ d = 0 \\ \rho = \rho_0}} \\ B_d &= \left. \frac{\partial F(\tilde{x}, \tilde{u}, d, \rho)}{\partial d} \right|_{\substack{\tilde{x} = \tilde{x}_0, \\ \tilde{u} = \tilde{u}_0 \\ d = 0 \\ \rho = \rho_0}}, \quad D_d = \left. \frac{\partial G(\tilde{x}, \tilde{u}, d, \rho)}{\partial d} \right|_{\substack{\tilde{x} = \tilde{x}_0, \\ \tilde{u} = \tilde{u}_0 \\ d = 0 \\ \rho = \rho_0}}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Somit beschreibt das lineare Modell (3.4) für einen bestimmten Wertesatz von  $\rho_0$  das lokale Systemverhalten des nichtlinearen Modells (3.1) um den gewählten Trimpunkt. Im Frequenzbereich lässt sich das System in der Eingangs-/Ausgangsdarstellung durch

$$\mathbf{y}(s) = G_u(s)\mathbf{u}(s) + G_d(s)\mathbf{d}(s) \quad (3.6)$$

angeben. Dabei sind  $\mathbf{y}(s)$ ,  $\mathbf{u}(s)$  und  $\mathbf{d}(s)$  die Laplace-Transformierten der Ausgangs-, Steuer- und Störgrößenvektors. Die Variable  $s$  stellt die komplexe Variable der Laplace-Transformierten dar. Die Übertragungsmatrizen  $G_u(s)$  und  $G_d(s)$  beschreiben das Übertragungsverhalten der jeweils dazugehörigen Größen auf den Ausgang und lassen sich mit Hilfe des Laplace-Differentiationssatzes für verschwindende Anfangswerte aus (3.4) zu

$$\begin{aligned} G_u(s) &= C(sI - A)^{-1}B_u + D_u \\ G_d(s) &= C(sI - A)^{-1}B_d + D_d \end{aligned} \quad (3.7)$$

berechnen.

### 3.1.2 Modelle mit Fehlern

Ein wesentlicher Aspekt der Systemmodelle im Hinblick auf die Auslegung von Residuenfiltern betrifft die Modellierung der Fehler. In Systembeschreibungen zum Zweck einer realistischen Simulation werden Fehler physikalisch so exakt wie möglich modelliert, um eine möglichst genaue Approximation des gesamten Systemverhaltens auch im Fehlerfall zu erhalten. In den linearen Modellen zum Zwecke des Entwurfs von Fehlerdetektionsfiltern werden Fehler als zusätzliche, fiktive Eingänge betrachtet, welche additiv über eine entsprechende Übertragungsdynamik auf den Systemausgang  $y$  einwirken [Var08a]. Das um den zusätzlichen Fehlereingang erweiterte Zustandsraummodell lässt sich durch

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_u u(t) + B_d d(t) + B_f f(t) \\ y(t) &= Cx(t) + D_u u(t) + D_d d(t) + D_f f(t) \end{aligned} \quad (3.8)$$

darstellen, wobei  $f \in \mathcal{R}^{m_f}$  den Fehlervektor darstellt. Die entsprechende Eingangs-/Ausgangsdarstellung ist durch

$$\mathbf{y}(s) = G_u(s)\mathbf{u}(s) + G_d(s)\mathbf{d}(s) + G_f(s)\mathbf{f}(s) \quad (3.9)$$

gegeben, wobei die Fehlerübertragungsmatrix durch

$$G_f(s) = C(sI - A)^{-1}B_f + D_f \quad (3.10)$$

berechnen wird. Speziell relevant für diese Arbeit sind sowohl physikalische Aktuatorfehler als auch Aktuator Sensorenfehler. Physikalische Aktuatorfehler, beschrieben durch den Fehlervektor  $f_A(t)$ , besitzen die Übertragungsmatrix  $G_{f,A}(s)$ . Die Sensorenfehler  $f_s(t)$  treten direkt am Ausgangssignal auf, sodass bei Vernachlässigung der Sensordynamik sich die Fehlerübertragungsdynamik zu  $G_{f,s}(s) = I$  vereinfacht, wobei die Dimension der

Einheitsmatrix der Anzahl an Sensorenfehlern entspricht. Aktuatorfehler und Aktuator-sensorenfehler lassen sich in dem Vektor  $f(t) := [f_A(t) f_s(t)]^T$  zusammenfassen und die dazugehörige Übertragungsmatrix mit

$$G_f(s) = [G_{f_A}(s) \ I] \quad (3.11)$$

angeben (vgl. Kapitel 2.3). Die dazugehörigen Matrizen im Zustandsraum sind durch  $B_f := [B_{f_A} \ 0]$  bzw.  $D_f := [D_{f_A} \ I]$  definiert. Der Vorteil dieser Betrachtungsweise liegt darin, dass im Prinzip jeder Fehler in dieser additiven Form dargestellt werden kann. Auch parametrische Fehler, d. h. Fehler, die eigentlich multiplikativ auf das System einwirken, lassen sich wie in [Ger98] gezeigt, in additive Fehlermodelle überführen.

### Systembeschreibung durch Multimodelle

Ein weiterer Ansatz zur Modellierung von Systemen und ihren Fehlern bieten sog. Multimodellsysteme. Speziell im Rahmen der Fehlerdetektion lassen sich solche Modelle hervorragend einsetzen, weil jedes Modell genau einem Fehlerszenario zugeordnet werden kann und somit implizit auch eine Fehleridentifikation enthalten ist. Speziell parametrische Systemfehler, die mittels der Fehlerdetektionsmethoden zur Erkennung additiver Fehler auf Grund der geringen induzierten (additiven) Abweichung vom fehlerfreien Verhalten häufig nur schwer erkannt werden können, lassen sich dadurch detektieren. Da in der vorliegenden Arbeit für die Erkennung bestimmter Fehler auf Multimodelle zurückgegriffen wird, werden sie an dieser Stelle besprochen.

Das fehlerfreie System sowie die fehlerbehafteten Systeme seien durch die Modelle mittels der Eingangs-/Ausgangsdarstellung

$$\mathbf{y}^{(i)}(s) = G_u^{(i)}(s)\mathbf{u}(s) + G_d^{(i)}(s)\mathbf{d}^{(i)}(s) \text{ mit } i = 0, \dots, m_f \quad (3.12)$$

beschrieben, wobei  $\mathbf{y}^{(i)}(s)$  den Ausgangsvektor und  $\mathbf{d}^{(i)}(s)$  den Störvektor des  $i$ -ten Systems sowie  $\mathbf{u}(s)$  den Eingangsvektor darstellt.  $G_u^{(i)}(s)$  und  $G_d^{(i)}(s)$  sind die Übertragungsmatrizen der Eingänge auf die Ausgänge. Die Fehler liegen nicht wie bisher angenommen additiv vor, sondern werden durch die angepassten Übertragungsmatrizen  $G_u^i(s)$  und  $G_d^i(s)$  dargestellt.

Der Vektor  $\varrho$  sei dabei ein Parametervektor, dessen Komponenten Modellparameter sind, mit denen sich verschiedene Fehlerszenarien beschreiben lassen. Das von diesem Parametervektor abhängige System hat die Form

$$\mathbf{y}(s) = G_u(s, \varrho)\mathbf{u}(s) + G_d(s, \varrho)\mathbf{d}(s). \quad (3.13)$$

Dabei sei  $\varrho^{(i)}$ ,  $i = 0, \dots, m_f$  ein Satz von Werten, die den fehlerfreien Fall  $\varrho = \varrho^{(0)}$  und die verschiedenen Fehlerszenarien  $\varrho = \varrho^{(i)}$ ,  $i = 1, \dots, m_f$  charakterisieren. Somit kann man das Multimodellsystem (3.12) für  $i = 0, \dots, m_f$  durch

$$G_u^{(i)}(s) := G_u(s, \varrho^{(i)}), \quad G_d^{(i)}(s) := G_d(s, \varrho^{(i)}) \quad (3.14)$$

definieren.



### 3.1.3 Lineare, parametervariante (LPV) Systemmodelle

Wie im vorangegangenen Abschnitt beschrieben, sind lineare Modelle häufig Approximationen komplexer, nichtlinearer Modelle in einem bestimmten Trimpunkt. Da die nichtlinearen Systeme, die den linearen Systemen zugrunde liegen, häufig von physikalischen Parametern, wie z. B. Masse, Geschwindigkeit, Höhe, usw., abhängen, liegt es nahe, dass auch die dazugehörigen linearen Approximationen ähnliche Abhängigkeiten besitzen. Während linearisierte Modelle sich auf die Beschreibung des Systemverhaltens um einen Trimpunkt beschränken, kann der Ansatz der LPV-Modelle im Bereich der Fehlerdetektion entscheidende Vorteile in Bezug auf die Robustheit und Leistungseigenschaften generieren. In Bezug auf den Vektor  $\rho$  kann man i. Allg. annehmen, dass er zwei Komponenten besitzt: zum einen sind dies messbaren Größen  $\bar{\rho} \in \bar{\Lambda}$ , die als scheduling Variablen verwendet werden können, zum anderen nichtmessbaren Komponenten, die in  $\tilde{\rho} \in \tilde{\Lambda}$  zusammengefasst werden, sodass  $\rho \in \Pi := \bar{\Lambda} \times \tilde{\Lambda}$  gilt. Das lineare Modell (3.8) lässt sich als LPV-Modell darstellen:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(\rho)x(t) + B_u(\rho)u(t) + B_d(\rho)d(t) + B_f(\rho)f(t) \\ y(t) &= C(\rho)x(t) + D_u(\rho)u(t) + D_d(\rho)d(t) + D_f(\rho)f(t).\end{aligned}\tag{3.15}$$

Mit der Annahme, die Parameter in  $\rho$  seien konstant, lässt sich das LPV-Modell auch im Frequenzbereich darstellen:

$$\mathbf{y}(s) = G_u(s, \rho)\mathbf{u}(s) + G_d(s, \rho)\mathbf{d}(s) + G_f(s, \rho)\mathbf{f}(s).\tag{3.16}$$

Der Anreiz des LPV-Formalismus in der Verwendungsmöglichkeit von linearen Lösungs- und Analysemethoden. Die Erzeugung solcher LPV-Modelle stellt eine komplexe Aufgabe dar und beruht auf fortschrittlichen Methoden, die auf mehrdimensionalen parametrischen Modellapproximationsmethoden basieren. Eine Grundlage dafür stellt unter anderem das Vorhandensein von schnellen und zuverlässigen Trimmungs- und Linearisierungsalgorithmen dar. Dies ermöglicht die Erzeugung einer hohen Zahl linearer Modelle für das notwendige Parameterfitting und die Modellanalyse. Es existieren unterschiedliche Ansätze, LPV-Modelle zu erzeugen. Eine ausführliche Beschreibung der Methoden findet man bspw. in [PH08] und [Var+98]. Geometrische Synthesemethoden zur Erzeugung von LPV-Modellen mit affinen Parameterabhängigkeiten findet man in [BBS03].

## 3.2 Auslegung der Residuenfilter

In diesem Abschnitt sollen die grundlegenden Ideen der nullraumbasierten Auslegung von Residuenfiltern aufgezeigt werden. Dabei wird auf eine detaillierte Beschreibung der numerischen Verfahren und einen tieferen Einblick in die softwaretechnische Umsetzung verzichtet. Eine detaillierte Beschreibung der Softwaretools findet man in [Var08a]. Der eigentliche Zweck eines Residuenfilters liegt in der Lösung des FDPs durch die von ihm erzeugte Residuensignale, die im Fehlerfall entsprechend große Amplituden aufweisen und im fehlerfreien Fall kleine Signalamplituden liefern. Dabei werden als Eingang die messbaren Systemausgänge  $y(t)$  und die Steuergrößen  $u(t)$  verwendet, um die Residuen

$r(t)$  zu generieren. Für ein lineares System (3.8) lässt sich ein Residuenfilter in der Eingangs-/Ausgangsdarstellung durch

$$\mathbf{r}(s) = Q(s) \begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

angeben, wobei  $Q(s)$  die  $q \times (p + m_u)$  Übertragungsmatrix des Filters darstellt. Dieser Filter wird direkt am System implementiert und ermöglicht so in Echtzeit die Erzeugung der Residuen zur Lösung des FDPs. Im Folgenden wird darauf eingegangen, wie sich ein solcher Filter  $Q(s)$  mittels der Berechnung einer Basis des Nullraums bestimmen lässt. Dabei wird neben der Lösung des FDPs bzw. des FDIPs auch die Erweiterungen zum robusten Fehlerdetektionsproblem (RFDP) sowie des Modelldetektionsproblems (MDP) diskutiert.

### Fehlerdetektionsproblem

Das Fehlerdetektionsproblem lässt sich wie folgt formulieren: Für ein System (3.6) soll ein stabiler, linearer Residuenfilter der Form (3.17) ausgelegt werden, sodass gilt:

$$\begin{aligned} (i) \quad & r(t) = 0 \text{ wenn } f(t) = 0 \text{ für alle } u(t) \text{ und } d(t) \\ (ii) \quad & r(t) \neq 0 \text{ wenn } f_j(t) \neq 0, j = 1, \dots, m_f \\ (iii) \quad & r(t) \text{ ist asymptotisch beschränkt.} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Für reine Fehlerdetektion kann die  $q \times (p + m_u)$  Übertragungsmatrix des Residuenfilters stets als Reihenvektor ( $q = 1$ ) formuliert werden. Dennoch ist es in manchen Anwendungen empfehlenswert, im Hinblick auf eine bessere Konditionierung der Übertragungseigenschaften  $q > 1$  zu benutzen [Var09a]. Die Bedingung (ii) fordert, dass Fehler eine Residuenantwort ungleich null liefern, wodurch die triviale Lösung  $Q(s) = 0$  zur Entkopplung der entsprechenden Größen vom Residuum ausgeschlossen wird. Diese Bedingung der Fehlerdetektierbarkeit wird häufig durch die sog. *strenge* Detektierbarkeit ersetzt. Sie fordert einen Stationärwert ungleich null bei Auftreten eines konstanten Fehlers. Die Bedingungen (i) und (ii) können in algebraische Gleichungsbedingungen überführt werden. Dazu wird die interne Form [Ger98] des Residuengenerators durch Ersetzen von  $\mathbf{y}(s)$  nach (3.9) in Gleichung (3.17) bestimmt:

$$\mathbf{r}(s) = R_u(s)\mathbf{u}(s) + R_d(s)\mathbf{d}(s) + R_f(s)\mathbf{f}(s). \quad (3.19)$$

Dabei sind die Übertragungsmatrizen durch

$$[R_u(s) \mid R_d(s) \mid R_f(s)] := Q(s) \left[ \begin{array}{c|c|c} G_u(s) & G_d(s) & G_f(s) \\ \hline I_{m_u} & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (3.20)$$

definiert. Die Entkopplungsbedingung (i) ist äquivalent mit der Forderung, dass sowohl die Übertragung der Steuereingänge als auch jene der Störgrößen auf das Residuum gleich null ist. Diese Bedingung lässt sich mit der Definition

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_u(s) & G_d(s) \\ I_{m_u} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

durch

$$Q(s)G(s) = 0 \quad (3.22)$$

spezifizieren. Die Detektierbarkeitsbedingung (ii) entspricht

$$R_{f_j} \neq 0, \quad j = 1, \dots, m_f, \quad (3.23)$$

wobei  $R_{f_j}(s)$  die jeweilige  $j$ -te Spalte von  $R_f(s)$  darstellt. Schlussendlich fordert die Bedingung (iii) Stabilität von  $R_f(s)$ . Strenge Detektierbarkeit von konstanten Fehlern entspricht dabei einer stationären Verstärkung ungleich null für jede Spalte der Matrix  $R_f(s)$  und somit

$$0 < \|R_{f_j}(0)\| < \infty, \quad j = 1, \dots, m_f. \quad (3.24)$$

Eine notwendige und hinreichende Bedingung für die Existenz einer Lösung für das FDP ist nach [DF91] bzw. [Nyb02], dass

$$\text{Rang} \begin{bmatrix} G_d(s) & G_{f_j}(s) \end{bmatrix} > \text{Rang } G_d(s), \quad j = 1, \dots, m_f \quad (3.25)$$

erfüllt ist. D. h., es liegt keine lineare Abhängigkeit zwischen den Übertragungsfunktionen der zu detektierenden Fehler und jenen der Störgrößen vor. Entsprechende Bedingungen in Bezug auf die Systemnullstellen für die strenge Detektierbarkeit finden sich in [Var05] und [Var07]. Aus (3.22) ist ersichtlich, dass  $Q(s)$  als (linker) Annulator von  $G(s)$  gewählt werden muss. Dies bedeutet,  $Q(s)$  stellt sicher, dass sich sein Produkt mit  $G(s)$  auslöscht und demnach  $Q(s)$  durch  $G(s)$  in den Nullraum abgebildet wird. Eine Möglichkeit, einen solchen Filter  $Q(s)$  zu berechnen, ist die Bestimmung einer Minimalbasis für den (linken) Nullraum von  $G(s)$ . Eine genaue Beschreibung der einzelnen Syntheseschritte mit weiteren Möglichkeiten, wie z. B. der Spezifikation des Filters oder die Sicherstellung der minimalen Filterordnung, findet sich in [Var08a].

### Fehlerdetektions- und Fehlerisolationsproblem

Die Lösung des Fehlerisolationsproblems, d. h. die Lokalisierung des Fehlers, kann durch die Auslegung von mehreren Residuenfiltern gelingen [Ger98]. Dabei lösen einzelne Residuenfilter ein *strukturiertes* FDP. In anderen Worten ausgedrückt, jeder Residuenfilter muss empfindlich gegenüber gewissen Fehlern sein und dabei neben der Entkopplung von Steuer- und Störeingängen die Entkopplung anderer Fehler garantieren. Die prinzipielle Idee zur Lösung des FDIPs ist, das standardmäßige FDP derart zu definieren, dass Fehler, die von dem Residuenfilter nicht übertragen werden sollen, als fiktive Eingänge behandelt werden.  $Q(s)$  sei ein gegebener Detektor und  $R_f(s)$  die dazugehörige Übertragungsmatrix der Fehler auf die Residuen.  $R_{f_j}^i(s)$  stellt den Eintrag  $(i,j)$  von  $R_f(s)$  dar. Um den Einfluss der einzelnen Fehler auf die jeweiligen Residuen zu beschreiben, wird die sog. Fehlersignaturmatrix  $S$  definiert, wobei die  $(i,j)$  Einträge durch

$$S_{i,j} = \begin{cases} 1, & \text{wenn } R_{f_j}^i(0) \neq 0 \\ -1, & \text{wenn } R_{f_j}^i(0) = 0 \text{ und } R_{f_j}^i(s) \neq 0 \\ 0, & \text{wenn } R_{f_j}^i(s) = 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

gegeben sind und die Ursache-Wirkung-Beziehung der einzelnen Fehler auf die Residuen beschreiben. Im Falle  $S_{i,j} = 1$  sei ein Fehler  $j$  *strenge* (Stationärwert ungleich null) und für  $S_{i,j} = -1$  *schwach* (Stationärwert gleich null) im jeweiligen Residuum  $i$  detektierbar. Das Residuum  $i$  ist vom Fehler  $j$  vollständig entkoppelt, sofern  $S_{i,j} = 0$ . Die einzelnen Zeilen der Matrix  $S$  werden als Fehlerspezifikationsvektoren bezeichnet, weil sie die Wirkung der Fehler auf ein Residuum spezifizieren [Ger98]. Mittels dieser Überlegung, lässt sich nun das FDIP formulieren: Für eine gegebene  $q \times m_f$  Fehlersignaturmatrix sollen  $q$  Residuenfilter

$$\mathbf{r}_i(s) = Q^i(s) \begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix}, i = 1, \dots, q \quad (3.27)$$

ausgelegt werden, sodass für alle Steuer- und Störeingänge gilt:

$$\begin{aligned} (i) & \quad \text{für } i = 1, \dots, q, \quad r_i(t) = 0 \text{ wenn } f_j(t) = 0, \forall j \text{ mit } S_{i,j} \neq 0 \\ (ii) & \quad \text{für } i = 1, \dots, q, \quad r_i(t) \neq 0 \text{ wenn } f_j(t) \neq 0, \forall j \text{ mit } S_{i,j} \neq 0 \\ (iii) & \quad \text{alle Residuen } r_i(t) \text{ sind asymptotisch beschränkt.} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Der Detektor  $Q^i(s)$  besitzt die Ursache-Wirkung-Beziehung der einzelnen Fehler auf sein erzeugtes Residuum, welche in der  $i$ -ten Reihe der Fehlersignaturmatrix  $S$  hinterlegt ist. Für eine komplette Isolation von  $q$  Fehlern und der Annahme, dass alle Fehler gleichzeitig auftreten können, muss  $S$  eine Matrix sein, dessen Spaltenvektoren allesamt zueinander orthogonal sind. Dies ist für die Einheitsmatrix  $S = I_{m_f}$  der Dimension  $m_f$  stets erfüllt. In diesem Fall spricht man von einer *strengen* Isolierbarkeit der Fehler. Oft kann diese jedoch auf Grund von fehlenden Messsignalen nicht erreicht werden, was zu Einschränkungen in Bezug auf die Isolierbarkeit der Fehler führt, speziell in dem Fall, wenn mehrere Fehler gleichzeitig auftreten. Die Koppelung der Fehlerfälle in den einzelnen Residuen führt zur sog. *schwachen* Isolierbarkeit. Genauere Beschreibungen von Methoden, wie sich für ein gegebenes System die vollständig erreichbare Matrix  $\bar{S}$  bestimmen lässt, findet man in [Var09b]. I. Allg. wird für einen auszulegenden Residuenfilter die gewünschte Fehlersignaturmatrix  $S$  lediglich einige Zeilen der vollständig erreichbaren Fehlersignaturmatrix  $\bar{S}$  enthalten. Wie diese bei schwacher Isolierbarkeit zu wählen sind, wird in Abschnitt 3.4 diskutiert.

Für das Lösen des FDIPs gelte die Annahme, die Matrix  $S$  habe die Dimension  $q \times m_f$ . Die Matrix  $\check{G}_f^i(s)$  enthalte für jedes  $i$  die Spalten von  $G_f(s)$ , deren Spalten-Indizes  $j$  zu Nullelementen in der Reihe  $i$  von  $S$  entsprechen. Somit lässt sich die Lösungsbedingung für das FDIP durch  $q$  Lösungsbedingungen für entsprechend viele FDPs darstellen. Dafür wird die Rangbedingung (3.25) um  $\check{G}_f^i(s)$  erweitert: Für das System (3.9) kann für eine geforderte Fehlersignaturmatrix  $S$  das FDIP gelöst werden, sofern die Bedingung

$$\text{Rang} \begin{bmatrix} G_d(s) & \check{G}_f^i(s) & G_f(s) \end{bmatrix} > \text{Rang} \begin{bmatrix} \check{G}_f^i(s) & G_d(s) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

für einen jeden Detektor  $i = 1, \dots, q$  für alle Fehler  $j$  mit  $S_{i,j} \neq 1$  erfüllt ist. Der naheliegende Ansatz für die Bestimmung von  $Q(s)$  ist die Berechnung eines Detektors  $Q^i(s)$  für jede einzelne Reihe  $i$  der Matrix  $S$ , um schließlich die einzelnen Detektoren

$Q^i(s)$  zu einem einzigen Detektor

$$Q(s) = \begin{bmatrix} Q^1(s) \\ \vdots \\ Q^q(s) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

zusammenzuführen. Zur Berechnung von  $Q^i(s)$  wird eine Basis des (linken) Nullraums von

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_u(s) & G_d(s) & \check{G}_f^i(s) \\ I_{m_u} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

berechnet (vgl. (3.19)-(3.22)). Detaillierte Einblicke in die nullraumbasierte Auslegung der FDI-Filter bietet [Var08a].

### Robustes Fehlerdetektionsproblem

Das Einbeziehen von Robustheitsaspekten bei der Auslegung von Residuenfiltern ist ein wesentlicher Bestandteil aktueller Forschungen. Ein möglicher Ansatz wird in [CP99] vorgestellt. Jegliche Unsicherheiten werden dabei als fiktive Eingänge betrachtet, von denen der Residuenfilter entweder exakt oder näherungsweise entkoppelt wird. Der Nachteil liegt dabei in der Notwendigkeit von adäquaten Modellen für die Auslegung und einer umfangreichen, aber notwendigen Robustheitsanalyse. Des Weiteren ist es nicht möglich, den Ansatz für gain-scheduling zu verwenden, sofern nicht alle Unsicherheiten messbar sind.

LPV-Modelle hingegen können neben der Approximation von nichtlinearen Modellen auch als Repräsentation von linearen Modellen, die von diversen (z. T. unsicheren) Parametern abhängen, verwendet werden. Eine Methode für die Auslegung von LPV-Fehlerdetektoren wird in [BB04] vorgestellt. Die Methode setzt voraus, dass alle Elemente von  $\rho$  in (3.15) gemessen werden können. Eine auf der Nullraumberechnung basierende Erweiterung auf Systeme mit teilweise messbaren Größen des Vektors  $\rho$  erhält man in [Var11a]. In den folgenden Gleichungen wird  $\rho$  als konstant angenommen. Der LTI-Residuengenerator (3.17) lässt sich als LPV-Variante durch

$$\mathbf{r}(s) = Q(s, \bar{\rho}) \begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

darstellen. Die Filtermatrix  $Q(s, \bar{\rho})$  hängt dabei explizit von dem Parametervektor  $\bar{\rho}$ , der lediglich die messbaren Elemente von  $\rho$ , die zum Zwecke eines gain-scheduling eingesetzt werden können, ab. Um die nichtmessbaren Elemente von  $\rho$  zu berücksichtigen, werden in [Var11a] zahlreiche Approximationsstrategien vorgeschlagen. Die interne Form des Residuengenerators ergibt sich mit Hilfe des Ausgangs  $\mathbf{y}(s)$  in (3.16) zu

$$\mathbf{r}(s) = R_u(s, \rho)\mathbf{u}(s) + R_d(s, \rho)\mathbf{d}(s) + R_f(s, \rho)\mathbf{f}(s), \quad (3.33)$$

wobei die Übertragungsmatrizen im Gegensatz zu (3.19) und (3.20) von  $\rho$  abhängen. Ein adäquat ausgelegter Residuenfilter  $Q(s, \bar{\rho})$  soll für alle möglichen Werte  $\rho$  Stabilität

garantieren und alle relevanten Fehlerdetektionsanforderung erfüllen. Damit lässt sich das RFDP formulieren: Für ein LPV-System (3.33) soll ein stabiler Residuenfilter der Form (3.32) ausgelegt werden, sodass für alle  $\rho \in \Lambda$  und ein gegebenes  $\lambda_1 > 0$  ein  $\lambda_2 > 0$  existiert, sodass

$$\begin{aligned} (i) \quad & \|r(t)\| \leq \lambda_1 \max\{\|u(t)\|, \|d(t)\|\} \text{ wenn } f = 0 \\ (ii) \quad & \|r(t)\| > \lambda_2 \|f_j\| \text{ für } u = 0, d = 0, j = 1, \dots, m_f \\ (iii) \quad & r(t) \text{ asymptotisch beschränkt ist,} \end{aligned} \quad (3.34)$$

wobei  $\|\cdot\|$  eine entsprechende Signalnrm definiert. Der Quotient  $\lambda_2/\lambda_1$  bietet eine Aussage über die Sensibilität des Detektors, wobei größere Werte die Detektion kleinerer Fehler ermöglichen. Für die exakte Lösung des RFDPs, d.h. im Falle von  $\rho = \bar{\rho}$ , kann  $\lambda_1 = 0$  gewählt werden, sodass  $\lambda_2/\lambda_1 = \infty$  gilt. Auf Grund dessen, dass das Problem durch das Vorhandensein von nichtmessbaren Parametern in  $\rho$  nicht mehr exakt gelöst werden kann, lassen sich (i) und (ii) zu Normbedingungen umformen. Die Entkopplungsbedingung (i) fordert  $\forall \rho$ , dass der Einfluss der Steuer- und Störeingänge auf das Residuum und dementsprechend die Maximumsnorm

$$\max_{\rho \in \Pi} \| [R_u(s, \rho) \ R_d(s, \rho)] \| \quad (3.35)$$

der entsprechenden Übertragungsmatrizen durch Einstellung der Parameter im Detektor minimiert wird. Mit einer entsprechenden Skalierung des Residuenfilters lässt sich diese Maximumsnorm immer gleich dem definierten Wert von  $\lambda_1$  einstellen. Die Detektionsbedingung (ii) fordert für  $\forall \rho$ , dass  $R_f(s, \rho)$  nicht null ist. Somit ist (ii) erfüllt, wenn für  $\lambda_2$ , berechnet durch

$$\min_{\rho \in \Pi} \|R_f(s, \rho)\|, \quad (3.36)$$

$\lambda_2 > 0$  gilt. Schlussendlich fordert die Bedingung (iii) die Stabilität von  $R_f(s, \rho)$ ,  $R_u(s, \rho)$  und  $R_d(s, \rho)$ . Eine detaillierte Betrachtung der mathematischen Lösung dieses Problems findet sich in [Var11a].

## Modelldetektion

Ein weiterer Ansatz zur Fehlerdetektion basiert auf der sog. Modelldetektion. Die Methode ist unter anderem relevant, wenn zusätzlich zur Fehlerdetektion eine fehlertolerante Regelung implementiert werden soll, weil eine Identifikation des Fehlers implizit vorliegt [BM98], [May99]. Dadurch wird die Wahl jener Reglereinstellung ermöglicht, die mit dem aktuell detektierten Modell, sei es mit oder ohne Fehler, am besten übereinstimmt. Für die vorliegende Arbeit ist der Ansatz für jene Fehlerfälle von Relevanz, die durch den Ansatz, basierend auf der additiven Fehlerbeschreibung, wegen der geringen additiven Abweichungen vom fehlerfreien Verhalten nicht detektiert werden können. Im Speziellen gilt dies für parametrische Fehlerfälle. Da sich mit Multimodellen unterschiedliche Fehler-situationen genau modellieren lassen, können auch diese Fehler detektiert und identifiziert

werden. Der Nachteil bei der Anwendung von Multimodellen zur Fehlerdetektion liegt in dem Ansteigen der Zahl notwendiger Modelle mit dem Ansteigen zu berücksichtigender Fehlersituationen begründet.

Für das Multimodell (3.12) mit seinen  $i = 0, \dots, m_f$  Modellen, wobei das Modell mit dem Index  $i = 0$  die fehlerfreie Situation beschreibt, kann das Modelldetektionsproblem (MDP) formuliert werden: Für  $m_f + 1$  Systembeschreibungen (3.12) sollen  $m_f + 1$  stabile, lineare Residuenfilter

$$\mathbf{r}^{(i)}(s) = Q^{(i)}(s) \begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix}, i = 0, \dots, m_f \quad (3.37)$$

ausgelegt werden, sodass

$$\begin{aligned} (i) \quad & r^{(i)}(t) = 0 \text{ wenn } y(t) = y^{(i)}(t) \\ (ii) \quad & r^{(i)}(t) \neq 0 \text{ wenn } y(t) = y^{(j)}(t) \text{ für } i \neq j \\ (iii) \quad & r^{(i)}(t) \text{ asymptotisch beschränkt ist.} \end{aligned} \quad (3.38)$$

$y^{(i)}(t)$  ist der jeweilige Ausgang des  $i$ -ten Modells. Durch diese Formulierung des MDPs lässt sich das aktuell gültige Modell durch jenen Index angeben, zu dem das kleinste Residuum gehört. Wie schon für die vorangegangenen Fehlerdetektionsprobleme lässt sich die Formulierung des MDPs für die Auslegung von  $m_f + 1$  Residuenfiltern in algebraische Bedingungen umformen. Wird  $\mathbf{y}(s)$  in (3.37) durch die  $i$ -te Systembeschreibung entsprechend (3.12) ersetzt, lässt sich die Bedingung (i) durch

$$\begin{bmatrix} G_u^{(i)}(s) & G_d^{(i)}(s) \\ I_{m_u} & 0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.39)$$

angeben. Jeder Filter  $Q^{(i)}(s)$  kann dabei durch die Bestimmung einer Basis des Nullraums berechnet werden. Dadurch wird bei Übereinstimmung zwischen dem  $i$ -ten Modell und dem aktuell gültigen Modell sichergestellt, dass das Residuum gleich null ist. Zusätzlich fordert (ii) eine eindeutige Detektion. Dies lässt sich wiederum durch die Bedingung

$$R_f^{(i,j)}(s) := Q^{(i)}(s) \begin{bmatrix} G_u^{(j)}(s) & G_d^{(j)}(s) \\ I_{m_u} & 0 \end{bmatrix} \neq 0, i \neq j \quad (3.40)$$

formulieren. D. h., für alle Modelle mit den Indizes  $i \neq j$  muss die Übertragungsfunktion  $R_f^{(i,j)}(s)$  ungleich null sein. Um Bedingung (iii) zu erfüllen, muss jeder Detektor  $Q^{(i)}(s)$  stabile Übertragungsmatrizen  $R_f^{(i,j)}(s)$  liefern. Mit Hilfe von (3.39) kann  $R_f^{(i,j)}(s)$  auch durch

$$\begin{aligned} R_f^{(i,j)}(s) &= Q^{(i)}(s)(G^{(j)}(s) - G^{(i)}(s)) \\ &= \begin{bmatrix} G_u^{(j)}(s) - G_u^{(i)}(s) & G_d^{(j)}(s) - G_d^{(i)}(s) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \neq 0, i \neq j \end{aligned} \quad (3.41)$$

dargestellt werden, sodass  $R_f^{(i,j)}(s)$  als gewichtetes Maß des Abstands zwischen zwei Modellen mit den Indizes  $i$  und  $j$  interpretiert werden kann. Schlussendlich werden

die einzelnen Detektoren ähnlich wie bei der Lösung des FDIPs zu einem einzigen zusammengefasst:

$$Q(s) := \begin{bmatrix} Q^{(0)}(s) \\ Q^{(1)}(s) \\ \vdots \\ Q^{(m_f)}(s) \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Die hinreichenden und notwendigen Lösungsbedingungen für das MDP ähneln denen des FDPs: Das MDP ist für das Multimodellsystem (3.12) lösbar, sofern für alle  $i$  mit  $j = 0, 1, \dots, m_f$  für  $i \neq j$

$$\text{Rang} \begin{bmatrix} G_d^{(i)}(s) & G_d^{(j)}(s) & G_u^{(i)}(s) - G_u^{(j)}(s) \end{bmatrix} > \text{Rang } G_d^{(i)}(s) \quad (3.43)$$

erfüllt ist. Eine Beschreibung der genauen Synthesemethodik für die Auslegung von Modelldetektionsfiltern bietet [Var08a]. Weiterführende Einblicke in die Berechnungsalgorithmen einer Basis des Nullraums von (3.39) ermöglichen [Var07] und [Var08b].

### 3.3 Residuenevaluierung

Unter Evaluierung eines Residuums wird die Berechnung einer approximierten Norm des Zeitsignals verstanden [Bas05]. Das evaluierte Residuum soll im fehlerfreien Fall entsprechend klein und im Fehlerfall möglichst groß sein, um eine robuste Fehlerdetektion zu ermöglichen. Zusammen mit der Wahl des Grenzwerts stellt die Signalevaluierung somit einen entscheidenden Einflussfaktor auf die Leistungsfähigkeit und die Robustheit des FDD-Systems dar. Durch die Einführung von Evaluierungsfiltren mit freien Parametern lässt sich das FDD-System hinsichtlich diverser Leistungskriterien optimieren, was Gegenstand des Kapitels 4 ist. Im folgenden Abschnitt werden dazu zwei relevante Evaluierungsfiltren vorgestellt. Weiterführende Grundlagen der Signalnomen finden sich im Anhang A.1.

#### Filter mit beschränktem Zeitfenster

Zur Evaluierung eines Signals bietet sich die Verwendung eines Filter an, der sowohl die momentane Energie des Zeitsignals als auch dessen Energie über ein frei wählbares Zeitfenster  $T_w$  in der Berechnung berücksichtigt. Hierbei wird lediglich der skalare Fall des Residuums  $r(t)$  betrachtet. Für ein solches Residuum lässt sich ein Evaluierungsfiltren der Form

$$\|r(t)\|_e = \theta(t) = \alpha r^2(t) + \beta \int_{t-T_w}^t r^2(\tau) d\tau \quad (3.44)$$

angeben, wobei  $\alpha$  die Gewichtung für die momentane und  $\beta$  jene für die integrale Signalenergie darstellt. Im Mehrgrößenfall werden die vorgestellten Filter auf jedes Element des Residuenvektors angewendet, um für ein jedes Residuensignal individuell die approximierten Norm zu berechnen. Man beachte, dass im Gegensatz zu einer Normberechnung



direkt die Signalenergie und nicht die Quadratwurzel verwendet wird. Des Weiteren hat es sich in einigen Anwendungen bewährt, anstatt der Quadratur der Signale dessen Betrag zu verwenden

$$\theta(t) = \alpha|r(t)| + \beta \int_{t-T_w}^t |r(\tau)| d\tau, \quad (3.45)$$

weil speziell kleine Signale ( $< 1$ ) durch die Quadratur noch kleiner werden und u. U. die nachfolgende Entscheidungsfindung unnötig erschweren können. Gleichung (3.44) lässt sich für eine Implementierung in Echtzeit als Differentialgleichung erster Ordnung

$$\begin{aligned} \dot{\xi}(t) &= r^2(t) \\ \theta(t) &= \beta(\xi(t) - \xi(t - T_w)) + \alpha r^2(t) \end{aligned} \quad (3.46)$$

darstellen. Die diskrete Beschreibung von Gleichung (3.44) kann mittels der Riemann-Summe [Heu91] unter Berücksichtigung von der Größe des Zeitfensters  $N$  für den aktuellen Zeitpunkt  $r_i = r(iT_s)$  für  $i = 0, 1, 2, \dots$  direkt

$$\theta_i = \alpha_d r_i^2 + \beta_d \sum_{j=0}^{N-1} r_{i-N+j}^2 \quad (3.47)$$

angegeben werden, wobei  $\theta_i = \theta(iT_s)$ ,  $r_i = r(iT_s)$  sowie  $r_{i-N+j} = r((i - N + j)T_s)$  gilt. Dabei sind  $\alpha_d$  und  $\beta_d$  die diskreten Gewichtungen, für die der Zusammenhang zur kontinuierlichen Darstellung (3.44) des Filters  $\alpha_d = \alpha$  sowie  $\beta_d = T_s \beta$  gilt (vgl. Anhang A.2). Als Differenzengleichung erster Ordnung lässt sich der Filter durch

$$\begin{aligned} \xi_{i+1} &= \xi_i + r_i^2 \\ \theta_i &= \beta_d(\xi_i - \xi_{i-N}) + \alpha_d r_i^2 \end{aligned} \quad (3.48)$$

darstellen, wobei  $\xi_i = \xi(iT_s)$ ,  $\xi_{i+1} = \xi((i+1)T_s)$  und  $\xi_{i-N} = \xi((i-N)T_s)$  gilt.

### Narendra-Filter

Bei der Betrachtung der Gleichungen (3.46) und (3.47) fällt auf, dass zur Berechnung der approximierten Norm die Speicherung der Werte im Zeitfenster  $T_w$  notwendig ist. Dies kann zu einer Einschränkung der Echtzeitfähigkeit führen. Abhilfe schafft der sog. Narendra-Filter, der ähnlich wie die Faltung eine Gewichtung über die Zeit ermöglicht und dadurch vergangene Werte eliminiert [NB97]. Dieser Filter lässt sich durch

$$\theta(t) = \alpha r^2(t) + \beta \int_0^t e^{-\gamma(t-\tau)} r^2(\tau) d\tau \quad (3.49)$$

angeben, wobei  $\gamma > 0$  den entsprechenden Vergessensfaktor darstellt. Als Differentialgleichung lässt sich (3.49) durch

$$\begin{aligned} \dot{\xi}(t) &= -\gamma \xi(t) + \beta r^2(t) \\ \theta(t) &= \xi(t) + \alpha r^2(t) \end{aligned} \quad (3.50)$$

darstellen. Die Herleitung dieser Differentialgleichung aus (3.49) wird im Anhang (A.2) diskutiert.

Die Transformation in den zeitdiskreten Bereich von (3.50) liefert die Differenzengleichung

$$\begin{aligned}\xi_{i+1} &= \gamma_d \xi_i + r_i^2 \\ \theta_i &= \beta_d \xi_i + \alpha_d r_i^2,\end{aligned}\tag{3.51}$$

welche sich auch als nichtlineare Gleichung in der Form

$$\theta_i = \alpha_d r_i^2 + \beta_d \sum_{j=0}^{i-1} \gamma_d^{i-j} r_j^2\tag{3.52}$$

darstellen lässt, wobei  $r_j = r(jT_s)$  gilt. Der Zusammenhang zwischen den Parametern des zeitdiskreten und zeitkontinuierlichen Beschreibung des Filters in (3.50) bzw. (3.50) liegt durch  $\alpha_d = \alpha$  und  $\beta_d = \beta$  sowie  $\gamma_d = e^{-\gamma T_s}$ . Eine ausführliche Herleitung des Übergangs von (3.50) auf (3.51) findet sich im Anhang A.2.

### 3.4 Entscheidungsfindung

Die Aussage, ob ein Fehler im System vorliegt oder nicht, gegebenenfalls auch wo dieser auftritt, ist die eigentliche Kernfunktion eines FDD-Systems, der direkt auf die Evaluierung der Residuensignale folgt. An dieser Stelle soll mit dem komplexeren Fall der Entscheidungsfindung, nämlich der Kombination von Fehlerdetektion und -isolation, begonnen werden, weil sich die Systematik im Falle von reiner Fehlerdetektion zu einer trivialen Gleichung vereinfacht. Im Falle der Fehlerdetektion und -isolation liefert der Residuengenerator üblicherweise eine Reihe von Residuensignalen, um das Fehlerdetektions- und Fehlerisolutionsproblem (3.28) zu lösen. Für ein jedes Residuum  $r_i(t)$  des Residuenvektors  $r(t)$  wird dabei individuell die approximierte Signalnorm  $\theta_i(t)$  berechnet und jeweils mit dem dazugehörigen Grenzwert  $J_{th,i}$  verglichen:

$$\varsigma_i(t) = \begin{cases} 0, & \text{wenn } \theta_i(t) < J_{th,i} \\ 1 & \text{andernfalls.} \end{cases}\tag{3.53}$$

Dadurch werden die einzelnen Komponenten  $\varsigma_i$  des  $q$ -dimensionalen sog. Fehlersignaturvektors  $\varsigma$  bestimmt. Um eine Aussage über das Vorhandensein eines Fehlers treffen zu können, muss der Fehlerindexvektor  $\iota$  bestimmt werden. Dieser besitzt  $m_f$  Einträge, wobei jeder Eintrag auf das Nichtvorhandensein oder das Auftreten des  $f_j$  Fehlers hindeutet. Im Falle von strenger Isolierbarkeit der Fehler, d. h. ein jedes Residuum wird lediglich von einem Fehler beeinflusst und ist von allen anderen entkoppelt, ergibt sich  $\iota = \varsigma$ . Bei schwacher Isolierbarkeit der Fehler hingegen, d. h. die einzelnen Residuen sind mit mehreren Fehlern gekoppelt, liegt dieser Zusammenhang nicht mehr vor. In diesem

Fall muss der Fehlersignaturvektor  $\varsigma$  zusätzlich mit den Spalten der Fehlersignaturmatrix

$$S_{(q \times m_f)} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & \cdots & S_{1,m_f} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{q,1} & \cdots & S_{q,m_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 & \cdots & V_{m_f} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

verglichen werden. Eine jede Spalte  $V_j$ , wobei  $j = 1, \dots, m_f$ , von  $S$  enthält dabei eine entsprechende Struktur von Elementen, deren Werte im Idealfall entweder 0 oder 1 sind und damit eine bestimmte Fehlersituationen kodiert. Wie in (3.26) erläutert, kann die Fehlersignaturmatrix  $S$  eines Residuenfilters auch  $-1$ -Einträge enthalten. Bei der Auswahl der *gewünschten* Fehlersignaturmatrix im Zuge der Auslegung eines Residuenfilters, basierend auf der vollständig erreichbaren Fehlersignaturmatrix eines Systems, werden  $-1$ -Einträge in der Regel vermieden. Dennoch kann auf Grund der Übertragungseigenschaften des bestimmten Residuenfilters die resultierende Fehlersignaturmatrix von der gewünschten Fehlersignaturmatrix abweichen und gewünschte 0- oder 1-Einträge können schlussendlich in  $-1$ -Einträgen resultieren, was speziell für die Fehlerisolation problematisch werden kann. Demnach ist nach Auslegung des Residuenfilters stets eine Überprüfung und eine etwaige Adaption der gewünschten Fehlersignaturmatrix durchzuführen, um  $-1$ -Einträge in der resultierenden Fehlersignaturmatrix zu vermeiden. Weil  $-1$ -Einträge in der resultierenden Fehlersignaturmatrix demnach vermieden werden, wird an dieser Stelle die Fehlerisolation mittels der Fehlersignaturmatrix  $S$  nur für Einträge von 0 oder 1 behandelt.

Für die Isolation eines Fehlers muss der Fehlersignaturvektor  $\varsigma$  zusätzlich mit den Spalten  $V_j$  von  $S$  verglichen werden, um schließlich den Fehlerindexvektor  $\iota$  zu erhalten:

$$\iota_j = \begin{cases} 0, & \text{wenn } \varsigma \neq V_j \\ 1 & \text{andernfalls.} \end{cases} \quad (3.55)$$

Nur eine exakte Übereinstimmung führt zur Isolation des entsprechenden Fehlers. Es sei noch erwähnt, dass sich der Schritt (3.55) auch für strenge Isolierbarkeit anwenden lässt. Da dabei die Fehlersignaturmatrix eine  $m_f \times m_f$  Einheitsmatrix darstellt und deshalb  $\iota = \varsigma$  gilt, kann dieser Schritt übersprungen werden. Inwieweit strenge Isolation erreicht werden kann oder nicht, liegt in den Systemeigenschaften selbst und in der Anzahl der zur Verfügung stehenden Messsignale. Es ist bei schwacher Isolation der Fehler darauf zu achten, dass gleichzeitig auftretende Fehler eventuell nicht isolierbar sind, weil die einzelnen Residuen mit mehreren Fehlern inhärent gekoppelt sind. Da in vielen Fällen die gewünschte strenge Isolation nicht erreicht werden kann, müssen die Residuensignale derart ausgewählt werden, dass sich eine hinsichtlich der Robustheit adäquate Fehlersignaturmatrix ergibt. Die zu beachtenden Überlegungen werden nach einer kurzen Diskussion der Entscheidungsfindung für die Fehlerdetektion besprochen.

Bei reiner Fehlerdetektion vereinfacht sich die besprochene Vorgehensweise zu einem einzelnen Vergleich zwischen dem evaluierten Signal  $\theta(t)$  und dem definierten Grenzwert  $J_{th}$ . Übersteigt  $\theta(t)$  den Grenzwert, deutet dies auf einen Fehler im System hin. Die

Fehlersignaturmatrix  $S$  ist in diesem Fall ein Reihenvektor mit  $m_f$  Einträgen, die alle 1 sind. Der Fehlersignaturvektor vereinfacht sich dadurch zu einer skalaren Entscheidungsvariablen, die direkt auf das Vorhandensein oder das Nichtvorhandensein eines Fehlers im System hindeutet. Entsprechend dem obigen Formalismus gilt dabei  $\iota = \varsigma$ . Die Logik kann dementsprechend durch

$$\iota(t) = \begin{cases} 0, & \text{wenn } \theta(t) < J_{th} \\ 1 & \text{andernfalls} \end{cases} \quad (3.56)$$

definiert werden.

### Eigenschaften von Fehlersignaturmatrizen

Die Robustheit des Residuenfilters gegenüber einer falschen Isolation von Fehlern ist ein wesentlicher Faktor, der bei der Wahl der Residuenstruktur im Mehrgrößenfall, d. h. in dem Fall, dass  $r$  ein Residuenvektor ist, beachtet werden muss. Die vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix  $\bar{S}$  kann für ein vorliegendes System bestimmt werden. Der primären Faktoren, die die Struktur dieser Matrix beeinflussen, sind dabei auf der einen Seite die zu detektierenden und isolierenden Fehler, auf der anderen die zur Verfügung stehenden Messsignale. Da in der Regel beide Randbedingungen vorgegeben sind, ergibt sich strenge oder schwache Isolierbarkeit durch die vorliegende Systemstruktur. Kann eine strenge Fehlerisolation erreicht werden, ist ein jedes Residuum lediglich mit einem einzelnen Fehler gekoppelt, sodass die Wahrscheinlichkeit falscher Isolationen gering ist. In diesem Fall ist die Fehlersignaturmatrix  $S$  eine Einheitsmatrix. Liegt hingegen keine ausreichende Anzahl an Messsignalen vor, ist häufig nur eine schwache Fehlerisolationseigenschaft bei der Auslegung des Residuenfilters möglich.

Wie schon erwähnt, weisen Residuengeneratoren, die lediglich eine schwache Isolierbarkeit der Fehler bieten, speziell bei zeitgleich auftretenden Fehlern schlechtere Isolationseigenschaften auf als jene mit strenger Isolierbarkeit. Dies liegt primär in der inhärenten Koppelung der einzelnen Fehler in den Residuen begründet. Vor Augen führen lässt sich diese Problematik am besten mittels der Fehlersignaturmatrix. Wird diese um jene Fälle erweitert, bei denen mehrere Fehler auftreten, ergeben sich die zusätzlichen Spalten von  $S$  aus den Linearkombinationen der Spalten, die zu den jeweiligen Fehlern gehören. Anschaulich gezeigt werden soll dies mittels der beiden Beispiele in (3.57). Liegt strenge Isolierbarkeit vor, ist die Matrix  $S$  für einzeln auftretende Fehler eine Einheitsmatrix  $I$ . Diese wird um die Linearkombinationen der einzelnen Spalten für unterschiedliche Fehlerszenarien mit mehreren Fehlern erweitert. Erst die Linearkombination aller Spalten erzeugt einen Vektor, der lauter 1-Einträge besitzt, wie das erste Beispiel in (3.57) verdeutlicht. Da sich alle Spalten voneinander unterscheiden, ist jeder Fehler und jede Kombination dieser Fehler stets isolierbar. Die zweite Matrix in (3.57) ist lediglich schwach isolierend. Solange nur ein Fehler auftritt, sind alle Spalten unterschiedlich. Kommt es jedoch zu einem gleichzeitigen Auftreten von Fehlern, liegt in dem Beispiel in (3.57) keinerlei Möglichkeit der Fehlerisolation mehr vor, weil in diesem

Fall jede Kombination der Fehlerfälle die gleiche Signatur, nämlich einen Vektor mit lauter 1-Einträgen, liefert.

$$\begin{aligned}
 S^{(1)} &= \left[ \begin{array}{ccc|ccc|c} f_1 & f_2 & f_3 & f_1 f_2 & f_2 f_3 & f_1 f_3 & f_1 f_2 f_3 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{array} \right], \\
 S^{(2)} &= \left[ \begin{array}{ccc|ccc|c} f_1 & f_2 & f_3 & f_1 f_2 & f_2 f_3 & f_1 f_3 & f_1 f_2 f_3 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{array} \right].
 \end{aligned} \tag{3.57}$$

Demnach ist sowohl im Hinblick auf die Isolation von gleichzeitig auftretenden Fehlern als auch die Robustheit gegenüber einer falschen Isolation (sog. Falschklassifizierung) von Fehlern eine strenge Isolationsstruktur von  $S$  zu bevorzugen. Kann eine solche nicht gewählt werden, muss auf eine entsprechende schwache Struktur zurückgegriffen werden. Zwar ist die Isolation von Fehlern bei schwach isolierenden Residuenfilterstrukturen häufig eingeschränkt, jedoch lassen sich auch diese Strukturen hinsichtlich der Robustheit gegenüber falschen Isolationen von Fehlern optimieren. Dies erfordert eine genauere Untersuchung der (schwachen) Fehlerisolationseigenschaften anhand der Fehler-signaturmatrix  $S$ . Meist ist eine gezielte Wahl der einzelnen Zeilen der zur Auslegung des Residuenfilters benutzten Fehler-signaturmatrix  $S$  möglich, weil in der Regel eine größere Anzahl an möglichen Zeilen in der vollständig erreichbaren Fehler-signaturmatrix  $\bar{S}$  eines Systems vorliegt, als Residuen für die Isolation der Fehler benötigt werden. Genau dieser zusätzliche Freiheitsgrad in der Auslegung der Struktur des Filters lässt die Optimierung der Robustheit gegenüber Falschklassifizierungen von Fehlern zu. Damit eine Fehler-signaturmatrix überhaupt schwache Isolierbarkeit bietet, muss eine jede Spalte von  $S$  unterschiedlich sein, weil ansonsten eine Isolation aller (einzeln auftretenden) Fehler auch nicht möglich ist. Um einen Residuenfilter mittels der richtigen Fehler-signaturmatrix robust gegenüber Falschklassifizierungen von Fehlern auslegen zu können, müssen zuerst die Hintergründe einer solchen Falschklassifizierung erörtert werden.

Während sich bei der reinen Fehlerdetektion der Robustheitsaspekt im Wesentlichen durch Fehlalarme sowie nichtdetektierte Fehler und somit durch die Entkopplung des Residuums von Steuer- und Störgrößen unter Berücksichtigung möglicher Unsicherheiten definiert, beinhaltet sie im Mehrgrößenfall auch Falschklassifizierungen der Fehler, die durch falsche oder fehlende Grenzwertüberschreitungen zustande kommen können. Um Falschklassifizierungen zu vermeiden, wird in [Ger98] eine *unidirektional starke* Isolationsstruktur der Matrix  $S$  gefordert. Eine Strukturmatrix ist unidirektional stark isolierend, sofern sie die Eigenschaften schwacher Isolation besitzt (jede Spalte ist unterschiedlich) und keine Spalte in eine andere überführt werden kann, indem man eine beliebige Anzahl an 1-Einträgen in 0-Einträge *oder* von 0-Einträgen in 1-Einträge ändert. Folglich wird für eine unidirektional starke Isolationsstruktur für jedes Paar an Spalten

eine Position gefordert, an der die eine Spalte einen 1-Eintrag und die andere einen 0-Eintrag und umgekehrt aufweist. Der Vorteil einer solchen Struktur wird klar, wenn man die Robustheitsaspekte gegenüber Fehlalarmen analysiert. Da Fehlalarme stets kritischer anzusehen sind als nichterkannte Fehlerfälle und auf jeden Fall vermieden werden müssen, werden i. Allg. die Grenzwerte  $J_{th,i}$  in (3.53) hoch gewählt, um falsche Grenzwertüberschreitungen zu vermeiden. Das kann speziell bei kleinen Fehleramplituden dazu führen, dass bei deren Auftreten nicht alle für eine Isolation benötigten Residuen ihre Grenzwerte überschreiten und eine sog. partielle Grenzwertüberschreitung vorliegt. Eine unidirektional starke Isolationsstruktur verhindert in diesem Fall jedoch, dass es zu einer Falschklassifizierung des Fehlers kommt, wie die nachfolgenden Beispiele in (3.58) zeigen sollen.

$$S^{(3)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad S^{(4)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad S^{(5)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.58)$$

Die Matrix  $S^{(3)}$  besitzt eine solche unidirektional starke Isolationsstruktur der Fehler, sodass es bei einer partiellen Grenzwertüberschreitung (die z. B.  $\zeta_{S^{(3)}} = [1 \ 0 \ 0]^T$  liefert) zu keiner Falschklassifizierung eines Fehlers kommen kann, weil keine Übereinstimmung vorliegt. Lediglich die Kombination einer falschen und einer fehlenden Grenzwertüberschreitung führt zu einer Falschklassifizierung eines Fehlers.  $S^{(4)}$  besitzt eine bidirektional starke Isolationsstruktur ersten Grades. Dies bedeutet, dass sich keine Spalte in eine andere durch Änderung *eines* beliebigen Elements überführen lässt, sondern zumindest zwei Änderungen notwendig sind. Daraus lässt sich ableiten, dass eine bidirektional starke Isolationsstruktur  $k$ -ten Grades folglich  $k + 1$  Positionen benötigt, an denen sich zwei Spalten unterscheiden und eine unidirektional starke Isolationsstruktur zumindest bidirektional stark isolierend ersten Grades ist. Für  $S^{(4)}$  bedeuten diese Überlegungen, dass für eine Falschklassifizierung eines Fehlers eine partielle Grenzwertüberschreitung an zwei Residuen auftreten muss. Überschreiten z. B. die beiden letzten Residuen bei Auftreten des ersten Fehlers ihre Grenzwerte nicht, führt dies zu einem Fehlersignaturvektor von  $\zeta_{S^{(4)}} = [1 \ 1 \ 0 \ 0]^T$  und der Klassifizierung als Fehler zwei, weil in diesem Fall  $\zeta_{S^{(4)}} = V_{2,S^{(4)}}$  gilt, wobei  $V_{2,S^{(4)}}$  die zweite Spalte der Fehlersignaturmatrix  $S^{(4)}$  ist.  $S^{(5)}$  ist weder unidirektional noch bidirektional stark isolierend, weil sich durch Änderung eines einzelnen Elements eine Spalte in eine andere überführen lässt. D. h., ein einziges fehlendes Ansprechen eines Residuums kann zu einer Falschklassifizierung des Fehlers führen. Dieselben Überlegungen gelten natürlich auch dann, wenn man anstatt partieller Grenzwertüberschreitungen falsche Grenzwertüberschreitungen betrachtet. Demnach erweist sich auch in diesem Zusammenhang die unidirektional starke Isolationsstruktur als die robustere, weil für eine Falschklassifizierung des Fehlers sowohl eine falsche als auch eine fehlende Grenzwertüberschreitung vorliegen muss. Bei bidirektional starken Isolationsstrukturen (ersten Grades) hingegen müssen dafür zwei falsche oder zwei fehlende Grenzwertüberschreitungen auftreten. Da die Systemeingänge in den meisten Fällen ähnliche Übertragungseigenschaften auf die Residuen aufweisen, ist der letztere Fall

wahrscheinlicher als ein kombiniertes Auftreten einer falschen und fehlenden Grenzwert-überschreitung. Demnach ist, sofern eine starke Isolationsstruktur ( $S = I$ ) nicht erreicht werden kann, im Sinne der Robustheit gegenüber Falschklassifizierungen ein Residuengenerator mit einer Struktur-Matrix mit unidirektional starken Isolationseigenschaften zu bevorzugen.

### Grenzwertwahl

Ein entscheidender Aspekt der Entscheidungsfindung ist die Wahl adäquater Grenzwerte. Kapitel 4 beschäftigt sich intensiv mit diversen Aspekten, wie sich diese Grenzwerte sinnvoll berechnen lassen. Die Verwendung von konstanten Grenzwerten, wie in den Gleichungen (3.53) und (3.56) gezeigt, birgt dabei jedoch einen gewissen Konservatismus in sich. Speziell wenn amplitudenmäßig stark schwankende Systemeingänge zu verarbeiten sind, finden sich in der Literatur zahlreiche Ansätze (z. B. [DF91]), anstatt konstanter Grenzwerte  $J_{th}$  diese zeit- bzw. eingangsabhängig zu gestalten. Dies wird als sog. adaptiver Grenzwert bezeichnet und durch

$$J_{th}(u(t)) = J_{th,u} \|u(t)\|_2 + J_{th,d} \quad (3.59)$$

definiert. Dabei stellt  $J_{th,u}$  eine Verstärkung für die aktuelle Amplitude des messbaren Eingangs dar. Da üblicherweise Störeingänge und auch parametrische Variationen nicht gemessen werden können, werden durch den konstanten Anteil  $J_{th,d}$  mögliche Ausschläge des Residuums durch diesen berücksichtigt. Neben der Abhängigkeit des Grenzwerts vom Eingang besteht die Möglichkeit, einen Grenzwert in Abhängigkeit von gemessenen Systemparametern  $\bar{\rho}$  zu verwenden:

$$J_{th}(u(t), \bar{\rho}) = J_{th,u}(\bar{\rho}) \|u(t)\|_2 + J_{th,d}(\bar{\rho}). \quad (3.60)$$

Die notwendige Art des Grenzwerts ergibt sich üblicherweise aus den zu detektierenden Fehlern sowie den zu berücksichtigenden Störgrößen bzw. Unsicherheiten.

## 3.5 Fehleridentifikation

Aufgabe einer der Fehlerdetektion und -isolation nachgeschalteten Fehleridentifikation ist es, qualitative und quantitative Aussagen über Fehler im System zu bestimmen. Die Fehlerisolation selbst wird i. Allg. in der Literatur lediglich als eine notwendige Erweiterung für einen fehlertoleranten Regelungsansatz angesehen [CP99]. Dabei wird die Fehleridentifikation oft als getrenntes Element betrachtet und demnach kein Versuch unternommen, sie in den Detektionsprozess direkt miteinzubeziehen. In dieser Arbeit wird der Ansatz verfolgt, neben der Bereitstellung von Informationen für eine etwaige fehlertolerante Regelung die einzelnen Fehlerklassen zu identifizieren und damit die Detektion zu bestätigen. Dadurch können die Vorteile von modell- und signalbasierten Detektionsansätzen vereint werden. Das Einbeziehen der Fehleridentifikation in den Detektionsprozess bietet den Vorteil, dass das FDD-System dadurch weiter an Robustheit

gegenüber Fehlalarmen gewinnt. Natürlich muss dabei stets beachtet werden, inwieweit es zu einer Degradierung der Detektionszeiten durch den zusätzlichen Berechnungsschritt kommt.

Bei der Fehleridentifikation ist neben der Bereitstellung von genauen Fehlergrößen wie Amplitude oder Frequenz in vielen Fällen auch die eigentliche Fehlerklasse im Hinblick auf die einzuleitenden Gegenmaßnahmen von Relevanz. So muss z. B. ein weglaufernder Aktuator ohnehin abgeschaltet werden, sodass das Wissen über die exakte Weglaufgeschwindigkeit des Aktuators sekundär, die eigentliche Fehlerklasse aber primär von Interesse ist. Hingegen kann bei einem (entsprechend kleinen) Effizienzverlust durch Leckage das Eingangssignal angepasst werden, ohne die Funktionalität des Aktuators zu verlieren, sodass neben der Fehlerklasse auch das Wissen des genauen Werts des Fehlers von entscheidender Relevanz ist.

Um die in Abschnitt 2.3 vorgestellten möglichen Aktuator- bzw. Aktuatorsensorenfehler identifizieren zu können, sind einige grundlegende mathematische Standardwerkzeuge notwendig. Diese müssen neben der Möglichkeit der Berechnung in Echtzeit auch große Datenmengen robust verarbeiten können. Das Hauptaugenmerk liegt bei der Fehleridentifikation auf signalbasierten Methoden. Da jedoch ein signalbasierter Ansatz auf Grund der Fehlercharakteristik in manchen Fällen, z. B. wenn Fehlerfälle in Ausgangssignalen stationär nicht sichtbar sind, nicht zielführend ist, wird im Anschluss an diese signalbasierten Methoden auf die Fehleridentifikation mittels Multimodelldetektion eingegangen.

### 3.5.1 Signalbasierte Methoden

In [RCB00] konnte gezeigt werden, dass signalbasierte Ansätze äußerst effektiv zur Fehlerdetektion, zum Teil sogar zur Fehlerisolation eingesetzt werden können. Speziell bei großen, schwer modellierbaren Systemen werden signalbasierte Methoden nicht zuletzt auf Grund ihrer Einfachheit bevorzugt. [BN93] bietet ausgereifte Ansätze der Detektion abrupten Änderungen in Zeitsignalen mittels fortgeschrittener statistischer Methoden. Der Nachteil der signalbasierten Methoden liegt häufig in der Anpassungsfähigkeit und der damit verbundenen Robustheit. Da sie die Dynamik des eigentlichen Prozesses nicht berücksichtigen, ist ihr Einsatz auf einen kleinen Bereich um einen Betriebspunkt begrenzt [RCB00]. Eine Anpassung der Methoden erfordert die Kenntnis bzw. ein Modell des dynamischen Prozesses und somit wiederum den Einsatz von modellbasierten Ansätzen. Liegt jedoch das Wissen über das Vorhandensein eines Fehlers vor, lassen sich die Fehler durch eine logische Verknüpfung signalbasierter Methoden, angewendet auf unterschiedliche Signale (z. B. Aus- und Eingangssignal eines Aktuators), eindeutig identifizieren. In dieser Arbeit werden deshalb signalbasierte Methoden als Werkzeug zur Identifikation eingesetzt, sofern die Detektion des Fehlers durch einen modellbasierten Ansatz bereits erfolgt ist. Dadurch wird neben einem zusätzlichen Informationsgewinn über den Fehler auch die modellbasierte Detektion bestätigt.



### Mittelwert und Varianzbestimmung

Der Mittelwert und die Varianz stellen grundlegende, aber entscheidende Kenngrößen zur Beurteilung von Fehlersignalen dar. So kann z. B. bei einer geringen Varianz am Aktuatorausgang, jedoch einer hohen am entsprechenden Eingang auf einen festklemmenden Aktuator geschlossen werden. So einfach und intuitiv sich für die Bestimmung der Varianz Berechnungsmethoden finden lassen, gibt es doch eine Vielzahl unterschiedlicher Algorithmen, die sich vor allem in ihrer numerischen Robustheit der Berechnung unterscheiden. So liegt der klassische Berechnungsansatz der Varianz für die Daten  $x_i$  der Länge  $N$  mit

$$\sigma^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \quad (3.61)$$

vor, wobei  $\bar{x}$  den Mittelwert des Vektors  $x$  darstellt. Dieser klassische 2-Stufen-Ansatz weist nach [CGV79] jedoch einige Nachteile, speziell für eine fortlaufende Berechnung und dem Vorliegen großer Datenmengen, auf: Der Algorithmus erfordert die Speicherung der einzelnen Datenpunkte in jedem Schritt, was bei größeren Datenmengen problematisch sein kann. Zudem müssen die Daten jeweils zweimal, zuerst zur Berechnung von  $\bar{x}$ , danach für jene von  $\sigma$  herangezogen werden.

Diese Problematik lässt sich durch eine rekursive Implementierung von (3.61), dem sog. Welford-Algorithmus, der in [Knu98] präsentiert wird und auf [Wel62] zurückgeht, lösen. Dabei wird der Mittelwert rekursiv durch

$$m_k = m_{k-1} + \frac{x_k - m_{k-1}}{k} \quad (3.62)$$

für den jeweiligen Punkt  $k = 2, \dots, N$  berechnet. Die zu jedem Punkt  $k$  rekursiv aktualisierte quadratische Summe

$$M_k = M_{k-1} + (x_k - m_{k-1})(x_k - m_k) \quad (3.63)$$

ermöglicht die gleichzeitige Bestimmung der Varianz

$$\sigma^2 = \frac{M_N}{N-1} \quad (3.64)$$

und des Mittelwerts

$$\bar{x} = m_N \quad (3.65)$$

des Datensatzes. Als Initialisierungen dienen dabei  $m_1 = x_1$  sowie  $M_1 = 0$ .

Neben den guten Eigenschaften hinsichtlich der Berechenbarkeit in Echtzeit verfügt dieser Algorithmus auch über zufriedenstellende numerische Eigenschaften, sodass er für den Einsatz zur Identifikation von Fehlern prädestiniert ist.

### Diskrete Fouriertransformation

Für die Identifikation des oszillatorischen Fehlerfalls bildet die Entdeckung der unerwünschten Schwingungen in den jeweiligen Signalen die Basis. Um solche Schwingungen in einem von Rauschen beeinflussten Signal erkennen zu können, ist die Frequenzbereichsanalyse ein adäquates Mittel [SM97]. Die Identifikation geschieht dabei anhand des Leistungsspektrums eines Signals, welches durch die diskrete Fouriertransformation (DFT) bestimmt wird. Die DFT erlaubt eine akkurate Bestimmung der Oszillationsfrequenz zusammen mit einer statistisch sicheren Aussage über das Vorhandensein des oszillatorischen Signals und kann relativ einfach mit Hilfe der schnellen Fouriertransformation (FFT) berechnet werden. Dennoch ist die Implementierung wegen des relativ hohen Aufwands in Bezug auf die Speicherung von Daten auf Flugrechnern nicht optimal. Dieser Umstand lässt sich durch den in [Mor00] präsentierten Ansatz umgehen. Dieser erlaubt die rekursive Berechnung der DFT in Echtzeit. Die DFT wird für eine bestimmte Frequenz  $\omega$  i. Allg. für eine vordefinierte Anzahl  $N$  an Abtastpunkten durch

$$X(\omega) := \sum_{i=0}^{N-1} r(t_i) e^{-j\omega t_i} \quad (3.66)$$

berechnet, wobei  $t_i = iT_s$  gilt. Die rekursive Variante wird durch die Überführung der partiellen Summe zum aktuellen Zeitpunkt

$$X_k(\omega) = \sum_{i=0}^k r(t_i) e^{-j\omega t_i} \quad (3.67)$$

in die Aktualisierungsformel

$$X_k(\omega) = X_{k-1}(\omega) + r(t_k) e^{-j\omega t_k} \quad (3.68)$$

für  $k = 1, \dots, N$  erreicht, sodass lediglich die Speicherung von einem Wert pro Zeitschritt notwendig ist, wobei  $t_k = kT_s$  gilt. Überschreitet ein  $|X_k(\omega)|$  einen definierten Grenzwert  $J_{th, freq}$ , kann auf das Vorhandensein einer Schwingung mit der dazugehörigen Frequenz geschlossen werden. Wie der dazugehörige Grenzwert genau zu wählen ist, wird in Kapitel 5 näher diskutiert. Die rekursive Berechnung (3.68) lässt sich effizient implementieren, was für eine Echtzeitanwendung einen entscheidenden Vorteil bedeutet. Für einen Satz  $\Omega_S$  an Frequenzen  $\omega$ , der dicht genug ist, um den zu beobachtenden Fehler-Frequenzbereich abzudecken, wird der Abbildungszeiger

$$s_k := e^{-j\omega t_k} \quad (3.69)$$

bestimmt. Dabei lässt sich feststellen, dass  $s_k$  einen hinsichtlich der Zeit konstanten und lediglich von der Frequenz  $\omega$  abhängigen Term  $W(\omega) = e^{-j\omega T_s}$  beinhaltet, der offline berechnet werden kann, sodass

$$s_k = e^{-j\omega(T_s + t_{k-1})} = W(\omega) e^{-j\omega t_{k-1}} = W(\omega) s_{k-1} \quad (3.70)$$

gilt. Dadurch lassen sich für jeden Schritt  $k > 2$  für alle Frequenzen  $\omega$  die Frequenzspektren durch

$$\begin{aligned} s_k &= W(\omega)s_{k-1} \\ X_k(\omega) &= X_{k-1}(\omega) + r(t_k)s_k \end{aligned} \tag{3.71}$$

mit den Initialisierungen  $s_1 = 1$  und  $X_1(\omega) = r(t_0)$  bestimmen. Wie in [VO12a] beschrieben, bietet dieser Ansatz gegenüber dem klassischen FFT-Ansatz einen deutlichen Vorteil in Bezug auf die Berechnungszeit.

### Signalenergie

Eine weitere wichtige signalbasierte Methode ist die Beurteilung der aktuellen Signalenergie. Dies kann z. B. für die Feststellung hilfreich sein, dass zwar das Eingangssignal eine entsprechende Signalenergie ausweist, jene am Ausgang jedoch gering ist, was auf einen festklemmenden Aktuator in seiner Nullposition hindeutet. Dafür können jene Methoden zur Berechnung der Signalenergie angewendet werden, die für die Berechnung der Residuenenergie in Abschnitt 3.3 vorgestellt worden sind.

### 3.5.2 Fehleridentifikation durch Modelldetektion

Neben den vorgestellten signalbasierten Methoden zur Fehleridentifikation können auch modellbasierte Ansätze zur Identifikation von Fehlern von Nutzen sein. Für diese Arbeit im Speziellen ist dabei der auf Multimodellen basierende Detektionsansatz relevant. Wie in Abschnitt 3.2 vorgestellt, wird sowohl für die fehlerfreie als auch fehlerbehaftete Situation ein entsprechendes Modell generiert. Die einzelnen Residuen geben Aufschluss darüber, welches Modell am besten zur aktuellen Situation passt. Somit schließt der Ansatz zur Fehlerdetektion implizit die Identifikation des Fehlers mit ein.

Alle vorgestellten Methoden lassen sich unterschiedlich für die Identifikation von verschiedenen Fehlerfällen einsetzen und müssen zum Teil geschickt kombiniert werden, um neben der Identifikation der Fehler auch eine robuste Unterscheidung der Fehlerfälle zu ermöglichen. Wie dies erreicht werden kann, wird in Kapitel 5 diskutiert. Die Methoden zur Fehleridentifikation können ähnlich wie die Detektionsalgorithmen auf unterschiedlichen Ebenen des zu beobachtenden Systems implementiert werden. Warum bei der Überwachung von Flugzeugaktuatoren jedoch die Betrachtung auf Komponentenebene von Vorteil ist, wird im nächsten Abschnitt erörtert.

## 3.6 Architektur zur Fehlerdiagnose von Flugzeugaktuatoren

Die bisher erarbeiteten Werkzeuge für die Auslegung des FDD-Systems gelten allgemein und sind auf keine spezielle Systemebene beschränkt. Betrachtet man das System Flugzeug, lassen sich solche Werkzeuge auf globaler Ebene - d.h. die dynamischen Eigenschaften jeglicher Systemkomponenten werden neben der Physik des Flugzeugs in die Betrachtung miteingeschlossen - oder auf lokaler Komponentenebene (z. B. Aktuatorebene) einsetzen. An dieser Stelle werden einige Vor- und Nachteile der beiden Ansätze erörtert und verglichen, um schlussendlich begründen zu können, warum in der vorliegenden Arbeit lokale Ansätze für die Fehlerdetektion, -isolation und -identifikation im Aktuatorensystem im Vordergrund stehen. Für signalbasierte Fehlerdetektionsmethoden ist eine Trennung zwischen lokalen und globalen Ansätzen weniger von Relevanz, weil lediglich die vorhandenen Messsignale ausgewertet werden, egal von welcher Ebene des Systems sie ursprünglich stammen. Anders gestaltet sich dies bei modellbasierten Ansätzen. Hierbei steigt mit der Höhe der Ebene auch die Ordnung und Komplexität des dazugehörigen Modells und zugleich jene des Residuenfilters.

Die globale Fehlerdetektion schließt das gesamte System mit ein und wird auf dessen höchster Ebene implementiert. Im Falle eines Flugzeugs bedeutet dies, dass neben flugmechanischen und aerodynamischen Gleichungen auch die relevanten Komponenten wie Sensoren und Aktuatoren in die Betrachtung miteinbezogen werden. In einigen Fällen ist es aus Stabilitätsgründen erforderlich, auch das Regelungssystem in der Auslegung zu berücksichtigen. Bei der lokalen Fehlerdetektion auf Komponentenebene werden hingegen die einzelnen Unterelemente des Gesamtsystems betrachtet bzw. letztlich überwacht. Dafür muss jedoch eine wesentliche Voraussetzung erfüllt sein: Sowohl die Ein- als auch Ausgänge der Komponente müssen als gemessene Größen vorliegen. Daraus kann die logische Schlussfolgerung gezogen werden, dass eine modellbasierte Fehlerdetektion für Sensoren nicht auf lokaler (Sensoren-)Ebene realisiert werden kann, weil deren Eingangssignal in der Regel nicht vorliegt. Daher muss zur Fehlerdetektion stets auf das übergeordnete System übergegangen werden. Bei modernen, hydraulischen Flugzeugaktuatoren ist hingegen der Eingang  $u$  auf Grund der elektrischen Ansteuerung durch den Flugregler verfügbar. Da die Position des Aktuators geregelt wird, muss infolgedessen auch der Ausgang gemessen werden, sodass für eine lokale Fehlerdetektion kein zusätzlicher Sensor implementiert werden muss. Hinsichtlich der Detektion und Isolation von Aktuator Sensorenfehler stellt der Aktuator selbst das zu betrachtende, übergeordnete System dar.

Die Implementierung eines FDD-Systems auf einem Flugrechner unterliegt strikten Zertifizierungskriterien. Zudem muss jegliche neue Hardware, wie z. B. ein Flugrechner, zertifiziert werden, sodass Flugzeughersteller üblicherweise aus Kostengründen auf bereits zertifizierte Komponenten zurückgreifen. Demnach ist die Rechnertechnik moderner Flugzeuge nicht immer auf dem aktuellsten Stand. Vergleicht man die Lebensdauer von Flugzeugen, die 20 Jahre oder mehr erreicht, und die rasche Weiterentwicklung der Computertechnik, gelangt man sehr schnell zu der Erkenntnis, dass die eingesetzten Rechner

Grenzen in Bezug auf die Rechenleistung aufweisen. Dies ist für die Implementierung komplexer Modelle ein entscheidender Nachteil. Neben diesen Randbedingungen steigen bei komplexeren Systemen höherer Ordnung die Modellunsicherheiten. Dies kann speziell im Falle von FDD-Systemen zu nicht unerheblichen Schwierigkeiten wie einer erhöhten Wahrscheinlichkeit an Fehlalarmen und zu Leistungseinbußen führen.

Ein wesentlicher Vorteil von FDD-Systemen auf globaler Ebene ist, dass Fehlerfälle an den Aktuatoren häufig leichter zu detektieren sind, als auf lokaler Ebene. Dennoch ist dabei zu beachten, dass in diesem Fall eine Isolation der fehlerhaften Aktuatoren zwingend vonnöten ist, welche bei FDD-Systemen auf Aktuatorebene implizit vorliegt. Auf Grund der Vielzahl an Aktuatoren bei Flugzeugen, die die zahlreichen Steuerflächen ansteuern, ist diese Isolationsaufgabe nicht trivial. Es muss bei einem globalen Ansatz sehr genau betrachtet werden, ob überhaupt genügend Messsignale zur Verfügung stehen und die Entkopplungsbedingungen für eine vollständige Fehlerisolation erfüllt sind. Denkt man hierbei z. B. an die bei modernen Verkehrsflugzeugen übliche Anzahl an Spoilern zur Auftriebsminderung, die zehn Stück übersteigen kann, wird die Problematik schnell offensichtlich: Auf Grund dessen, dass diese auf dem Flügel in unmittelbarer Nähe zueinander angebracht werden und dadurch die Flugzeugdynamik in ähnlichem Maße beeinflussen, kann eine Isolation der Fehlerquellen bei einem globalen Ansatz schwierig werden. Des Weiteren müssen die Aktuatorfehler zusätzlich von jeglichen parametrischen Unsicherheiten sowie von Sensorenfehlern entkoppelt werden.

Ein weiterer relevanter Punkt ist die Verfügbarkeit adäquater Synthesemodelle für die Auslegung der Fehlerdetektoren. Ein entsprechendes Synthesemodell für einen globalen Ansatz muss den gesamten Flugbereich, wie z. B. Geschwindigkeit und Höhe, sowie alle Parametervariationen, wie z. B. Masse und Schwerpunktslage, und Unsicherheiten, wie z. B. in der Aerodynamik, abdecken. Anders ausgedrückt, die gesamte Modellierung des Flugzeugs und seiner Komponenten darf keinerlei Schwächen besitzen, weil dadurch Probleme in der Trimmung und Linearisierung entstehen können, was eine adäquate Auslegung des Residuenfilters verhindern kann. Man denke dabei bspw. an die Komplexität eines aerodynamischen Datensatzes, dessen Verfügbarkeit in dem gesamten Flugbereich einen riesigen Test- und Berechnungsaufwand erfordert. Im Vergleich dazu lassen sich für hydraulische Aktuatoren relativ einfache, standardisierte Modelle niedriger Ordnung, wie in Kapitel 2 gezeigt wurde, herleiten. Auch die z. T. nicht zu vernachlässigende Interaktion mit dem Gesamtsystem lässt sich dabei erfassen.

Bei der Verwendung von FDD-Systemen auf Aktuatorebene muss beachtet werden, dass ein solches System für jeden einzelnen Aktuator implementiert werden muss. Dies hat wiederum den Vorteil, dass dadurch implizit die Isolationsinformation vorliegt. Ein weiterer Vorteil liegt darin, dass sich auch Aktuator Sensorenfehler auf der Ebene des Aktuators von wirklichen, physikalischen Aktuatorfehlern isolieren lassen. Sollte der Aktuator noch korrekt funktionsfähig sein und lediglich ein Sensor nicht korrekt arbeiten, kann dies durch die Isolation des Fehlers festgestellt und somit z. B. ein entsprechendes Umschalten auf einen realen und funktionsfähigen oder einen virtuellen Sensor eingeleitet werden. Auf Grund der zahlreichen Vorteile werden die FDD-Systeme für Aktuatoren in dieser Arbeit auf lokaler, d. h. auf Aktuatorebene, entwickelt.



## 4 Methoden zur robusten Auslegung und Analyse von FDD-Systemen

Systeme zur Erfüllung von Fehlerdetektions- und Fehlerdiagnoseaufgaben müssen je nach Eigenschaft des Fehlers und dessen Wirkung auf das Gesamtsystem spezifische Anforderungen erfüllen. Diese Anforderungen lassen sich in unterschiedlichen Leistungskriterien ausdrücken. Die Leistungsfähigkeit eines FDD-Systems wird z. B. über die Rate nicht erkannter Fehler (kurz MDR, engl. für *missed detection rate*), die Fehlalarmrate (kurz FAR, engl. für *false alarm rate*) oder die Detektionszeiten (kurz DTP, engl. für *detection time performance*) charakterisiert. Diese Kriterien in eine sinnvolle Auslegungs- bzw. Optimierungsstrategie für den Residuengenerator und das FDD-System zu verwandeln, stellt eine komplexe Aufgabe dar. Die übliche Vorgehensweise bei der Auslegung von FDD-Systemen ist es, einen Residuenfilter zu entwerfen und mittels eines iterativen Prozesses, welcher zahlreiche Analysen des FDD-Systems im linearen und nichtlinearen Systemmodell enthält, die freien Parameter des FDD-Systems derart einzustellen, dass alle Leistungskriterien bei Vorhandensein von Störeingängen und parametrischen Modellunsicherheiten erfüllt werden.

In diesem Kapitel soll das Tuning des FDD-Systems als Optimierungsproblem formuliert werden, wobei das Ziel die optimale Wahl der freien Systemparameter ist, um die gewünschten Leistungskriterien zu minimieren. Je nach Anforderungen können die vorgeschlagenen Kriterien einzeln minimiert oder in mehrzieligen Optimierungen verwendet werden. Das Tuning wird dabei direkt am nichtlinearen System durchgeführt, sodass die Anzahl der nötigen Iterationen im Zuge der Einstellung der FDD-Systemparameter auf ein Minimum reduziert werden kann. Die Idee, mehrzielige Optimierungsansätze für die Synthese linearer Fehlerdetektionsfilter zu verwenden, wurde in [CPL96] vorgeschlagen und später weiterverfolgt [Nie98]. Bis heute bestand jedoch keinerlei Bestreben, die Leistung des gesamten FDD-Systems mit Hilfe aller freien FDD-Systemparameter zu optimieren, um das mögliche Leistungspotential vollkommen auszuschöpfen. Ein Ansatz, dies zu erreichen, wird in dem folgenden Kapitel beschrieben. Dabei wird speziell den Anforderungen von FDD-Systemen in Flugzeugen Rechnung getragen. Der Ansatz lässt sich jedoch für jedes andere System entsprechend anpassen.

In den folgenden Betrachtungen gelte stets die Annahme, es sei das Fehlerdetektionsproblem (FDP) gelöst und ein Residuengenerator mit skalarem Ausgang  $r$  sei vorhanden. Im Mehrgrößenfall gelten die nachfolgenden Ansätze für ein jedes Element des Ausgangsvektors des Residuenfilters.

## 4.1 Leistungskriterien und deren Optimierung

Die Leistungseigenschaften eines FDD-Systems hängen primär von der Wahl der freien Parameter des FDD-Systems ab und können folglich zur Optimierung unterschiedlicher Leistungskriterien eingesetzt werden. Die freien Parameter des Residuengenerators, wie z. B. einige Verstärkungen oder Zeitkonstanten, sowie die Parameter der Residuenevaluierung, d. h. die Bestimmung einer approximierten Norm des Residuensignals, welche unter anderem mittels des Narendra-Filters

$$\theta(t) = \alpha r(t)^2 + \beta \int_0^t e^{-\gamma(t-\tau)} r^2(\tau) d\tau \quad (4.1)$$

erfolgen kann, seien dazu in einem Vektor  $\phi$  zusammengefasst. Das evaluierte Signal  $\theta(t)$  hängt i. Allg. durch das Residuum  $r$  sowohl von den Zeitverläufen der Stelleingänge  $u$ , der Störeingänge  $d$ , den Fehlern  $f$  und den Systemparametern  $\rho$  als auch von der Wahl von  $\phi$  ab. Diese Abhängigkeiten sollen nachfolgend explizit durch  $\theta(u, d, f, \rho, \phi, t)$  angegeben werden. Zusätzlich dazu beeinflusst die Wahl des Grenzwerts  $J_{th}$ , der letztlich im FDD-System implementiert wird, um ihn mit dem evaluierten Signal  $\theta$  vergleichen und die Aussage über das Auftreten von Fehlern treffen zu können, entscheidend die Leistungseigenschaften des FDD-Systems. Der Einfachheit halber wird nachfolgend zu Beginn lediglich ein konstanter Grenzwert  $J_{th}$  betrachtet.

Um eine Optimierung zu ermöglichen, müssen Kriterien definiert werden, die die Leistungseigenschaften des FDD-Systems zweckmäßig beschreiben und zudem von den freien Parametern  $\phi$  abhängen.

### 4.1.1 Robustheit

Die Robustheit von FDD-Systemen lässt sich je nach zu beobachtendem System anhand verschiedener Aspekte unterschiedlich definieren. Wesentlich für FDD-Systeme in Flugzeugen ist in erster Linie jedoch das Nichtvorhandensein von Fehlalarmen und nichtdetektierten Fehlern, sodass diese beiden Aspekte die Grundlage für das Robustheitskriterium von FDD-Systemen bilden sollen.

#### Fehlalarme

Auf Grund dessen, dass ein Flugzeug ein sicherheitskritisches System darstellt, müssen etwaige Fehlalarme stets vermieden werden, weil diese die Arbeitsbelastung des Piloten unnötig erhöhen und ihn vom sicheren Steuern des Flugzeugs ablenken können. Für den Fall, dass kein Fehler im System vorliegt ( $f = 0$ ), lässt sich die sog. Fehlalarmschwelle  $J_{th}^f$  für einen gegebenen Satz  $\phi$  von Parametern durch

$$J_{th}^f(\phi) = \sup_{\substack{\rho \in \Pi \\ \|u\|_2 \leq \Gamma_u \\ \|d\|_2 \leq \Gamma_d}} \max_{t \leq t_{mv}} \|\theta(u, d, 0, \rho, \phi, t)\|_\infty \quad (4.2)$$



beschreiben.  $J_{th}^f(\phi)$  ist dabei ein oberer Grenzwert der Amplitude von  $\theta$  im fehlerfreien Fall unter Berücksichtigung der Eingänge  $u$  und  $d$  sowie der Parametervariationen  $\rho$ . Es gilt die Annahme, dass die Eingänge  $u$  und  $d$  beliebige Signale, deren Größen durch  $\|u\|_2 \leq \Gamma_u$  bzw.  $\|d\|_2 \leq \Gamma_d$  beschränkt sind, darstellen. Die Berechnung wird zudem auf die jeweils vorliegende Simulationszeit  $t_{mv}$ , z. B. die Dauer eines Manövers, beschränkt. Für einen Grenzwert  $J_{th}$  kann das Fehlalarmkriterium durch

$$C_{FAR}(\phi) := J_{th}^f(\phi) - J_{th} \quad (4.3)$$

definiert werden. Die Wahl des Grenzwerts  $J_{th} = J_{th}^f$  implementiert ein fehlalarmfreies FDD-System. Wenn für einen gegebenen Satz von Parametern  $\phi$   $J_{th}^f > J_{th}$  gilt, können Fehlalarme nicht mehr ausgeschlossen werden. Für ein zur Vermeidung von Fehlalarmen optimal ausgelegtes FDD-System liegt stets  $C_{FAR}(\phi) < 0$  vor. Man beachte, dass dies durch eine entsprechend hohe Wahl von  $J_{th}$  immer zu erreichen ist. Dies kann jedoch nichtdetektierbare Fehler mit sich bringen. Es sei darauf hingewiesen, dass das in (4.3) definierte Kriterium auf Grund unbekannter Störeingänge und parametrische Unsicherheiten nie zur Gänze erfassbar ist und das Optimierungsproblem einem Problem mit infiniten Nebenbedingungen gleicht. Wie dieses Problem gehandhabt werden kann, wird in Abschnitt 4.2.1 diskutiert.

### Nichtdetektierte Fehler

Wesentlich neben dem Ausschluss von Fehlalarmen ist bei sicherheitskritischen Systemen das Verhindern von nichtdetektierten Fehlern. Dazu kann für definierte Fehlersignale  $f \in \mathcal{F}$  die sog. Detektionsschwelle

$$J_{th}^d(\phi, f) = \inf_{\substack{\rho \in \Pi \\ f \in \mathcal{F} \\ \|u\|_2 \leq \Gamma_u \\ \|d\|_2 \leq \Gamma_d}} \max_{t \leq t_{gef}} \theta(u, d, f, \rho, \phi, t) \quad (4.4)$$

bestimmt werden.  $J_{th}^d(\phi, f)$  repräsentiert einen unteren Grenzwert für die Amplitude von  $\theta$  auf Grund entsprechender Fehlersignale  $f$  innerhalb der geforderten Detektionszeit  $t_{gef}$ . Die Berücksichtigung von  $t_{gef}$  in (4.4) ist notwendig, weil eine unendlich lange Betrachtung nicht sinnvoll ist und die Erkennung der Fehler meist gewissen zeitlichen Anforderungen genügen muss. Für einen gegebenen Grenzwert  $J_{th}$  kann das Kriterium für nichtdetektierte Fehler durch

$$C_{MDR}(\phi) := J_{th} - J_{th}^d \quad (4.5)$$

definiert werden. Liegt der Grenzwert  $J_{th}$  für einen Satz von Parametern  $\phi$  über  $J_{th}^d$ , bedeutet dies, dass innerhalb der geforderten Detektionszeit nicht alle definierten Fehler  $f$  detektiert werden können. Liegt  $J_{th}$  unter  $J_{th}^d$ , ist die Detektion der Fehler  $f \in \mathcal{F}$  sichergestellt. Für ein adäquat ausgelegtes FDD-System in Bezug auf die MDR gilt

demnach  $C_{MDR}(\phi) < 0$ . Man beachte hierbei, dass die Forderung durch eine entsprechend niedrige Wahl von  $J_{th}$  stets zu erfüllen ist, was jedoch zu Fehlalarmen führen kann.

In vielen Fehlerfällen lässt sich das Fehlersignal entsprechend  $f(t) = A_f \bar{f}(t)$  parametrisieren, wobei  $\|\bar{f}\|_\infty = 1$  und  $f \in \mathcal{F}$  gilt. In diesem Fall lässt sich (4.4) zu

$$J_{th}^d(\phi, A_f) = \inf_{\substack{\rho \in \Pi \\ \|u\|_2 \leq \Gamma_u \\ \|d\|_2 \leq \Gamma_d \\ \|f\|_\infty = A_f}} \max_{t \leq t_{gef}} \theta(u, d, f, \rho, \phi, t) \quad (4.6)$$

anpassen. Der Vorteil dieser Darstellung ist, dass i. Allg. angenommen werden kann, dass alle Fehleramplituden größer als  $A_f$  ebenfalls detektiert werden können. Demnach stellt die Amplitude  $A_f$  bei der Wahl des Grenzwerts  $J_{th} = J_{th}^d$  die untere Grenze der Fehleramplituden, die mittels des Grenzwerts detektierbar sind, dar.

### Robustheitskriterium

Durch die Definition der Kriterien (4.3) und (4.5) ist das Ziel der Optimierung, einen Parametersatz  $\phi$  zu finden, der für einen Grenzwert  $J_{th}$  jegliche Fehlalarme sowie nicht-detektierte Fehler verhindert. Für den gewählten Grenzwert  $J_{th}$  lässt sich die Robustheit des FDD-Systems mittels der beiden Kriterien durch Lösen des mehrzielligen Problems

$$\min_{\phi} \{C_{FAR}(\phi), C_{MDR}(\phi)\} \quad (4.7)$$

optimieren. Wird für beide Kriterien der Wert gleich oder kleiner als null erreicht, liegt ein FDD-System ohne Fehlalarme und nichtdetektierte Fehler vor. Anstatt für einen gewählten Grenzwert  $J_{th}$  beide Kriterien zu optimieren, erscheint es geeigneter, ein neues Kriterium zu definieren, welches sowohl nichtdetektierte Fehler als auch Fehlalarme miteinbezieht und die Wahl des Grenzwerts hinten anstellt. Dies gelingt durch die Definition des Robustheitskriteriums

$$C_{RB}(\phi) := J_{th}^f(\phi) / J_{th}^d(\phi) \quad (4.8)$$

oder alternativ auch

$$\bar{C}_{RB}(\phi) := J_{th}^f(\phi) - J_{th}^d(\phi). \quad (4.9)$$

Für ein ideales FDD-Design gilt  $C_{RB} < 1$  bzw.  $\bar{C}_{RB} < 0$ , weil dies die Wahl eines konstanten Grenzwerts

$$J_{th}^f < J_{th} \leq J_{th}^d \quad (4.10)$$

ermöglicht, der nichtdetektierte Fehler und Fehlalarme ausschließt. Sofern  $C_{RB} < 1$  bzw.  $\bar{C}_{RB} < 0$  erreicht wird, bietet sich stets die Wahl des Grenzwerts bei

$$J_{th} = \frac{J_{th}^d + J_{th}^f}{2} \quad (4.11)$$

an, was eine gleich gewichtete Robustheit des Grenzwerts gegenüber Fehlalarmen und nichtdetektierter Fehler bereitstellt. Je kleiner der Wert der Kriterien  $C_{RB}$  bzw.  $\bar{C}_{RB}$  demnach ist, desto größer ist der wählbare Abstand des Grenzwerts  $J_{th}$  von den beiden Schwellwerten, wodurch die Robustheit gegenüber in der Auslegung nichtberücksichtigter Unsicherheiten gesteigert wird. Andererseits gilt, je näher der Grenzwert  $J_{th}$  bei  $J_{th}^f$  gewählt wird, desto kleiner ist der zu detektierende Fehler, was in diesem Fall die Leistungsfähigkeit des FDD-Systems auf Kosten der Robustheit gegenüber Fehlalarmen steigert.

Auf Grund der Relevanz des Nichtvorhandenseins von Fehlalarmen und nichtdetektierter Fehler lässt sich die Erfüllung des Robustheitskriteriums als Basisproblem für die Synthese des FDD-Systems definieren. Die entsprechende Optimierungsaufgabe kann durch

$$\min_{\phi} C_{RB}(\phi) \quad (4.12)$$

angegeben werden. Kann die Bedingung  $C_{RB} < 1$  bzw.  $\bar{C}_{RB} < 0$  per Optimierung nicht erfüllt werden, ist eine Grenzwertwahl entsprechend (4.10) nicht möglich. Dabei ist es zudem nicht zweckvoll, andere Kriterien in die Optimierung miteinzubeziehen, weil die grundlegende Anforderung in Bezug auf die Robustheit eines FDD-Systems nicht erfüllt werden kann. Strategien, wie in diesem Fall weiter vorgegangen werden kann, finden sich in Abschnitt 4.1.6. Alle weiteren Optimierungsaufgaben in diesem Abschnitt werden derart definiert, dass die Erfüllung des Robustheitskriteriums gefordert wird.

### 4.1.2 Detektionszeit

Bei Erfüllung des Robustheitskriteriums wird durch die Definition der Detektionsschwelle (4.4) ebenso die Mindestanforderung an die Detektionszeiten erfüllt. Dennoch kann diese explizit optimiert werden, weil ein optimales Robustheitskriterium nicht unbedingt die niedrigste Detektionszeit sicherstellt. Speziell bei sicherheitskritischen Systemen ist eine schnelle Detektion der einzelnen Fehler von Relevanz, um möglichst zeitnahe Gegenmaßnahmen einleiten und den sicheren Betrieb aufrechterhalten zu können. Der Detektionszeitpunkt

$$t_d(\phi, J_{th}) = \min_{t_{mv} \geq t > t_f} \{t \mid \theta(u, d, f, \rho, \phi, t) \geq J_{th}\} \quad (4.13)$$

eines Fehlersignals  $f(t)$  ist dabei jener Moment, in dem das Evaluierungssignal  $\theta$  den dazugehörigen Grenzwert  $J_{th}$  überschreitet.  $t_f$  stellt den Zeitpunkt des Auftretens des Fehlers dar. Zusammen mit dem Zeitpunkt der erfolgten Detektion des Fehlers lässt sich die Detektionszeit zu

$$t_{det} = t_d - t_f \quad (4.14)$$

bestimmen. Allgemein lässt sich für einen gegebenen Grenzwert  $J_{th}$  das Kriterium der Detektionszeit als größter Wert der Detektionszeit

$$C_{DZ}(\phi, J_{th}) = \sup_{\substack{\rho \in \Pi \\ \|u\|_2 \leq \Gamma_u \\ \|d\|_2 \leq \Gamma_d \\ f \in \mathcal{F}}} t_{det} \quad (4.15)$$

definieren. Man beachte, dass die Werte von (4.15) für unterschiedliche Fehler in der Menge  $\mathcal{F}$  unterschiedlich sein können. Diese hängen neben dem Parametersatz  $\phi$  auch von  $J_{th}$  ab. Eine entsprechend kleine Wahl von  $J_{th}$  bzw. eine entsprechend hohe Wahl der Gewichtungsfaktoren in (4.1) garantiert demnach stets die Erfüllung der Anforderungen in Bezug auf die Detektionszeit. Demnach ist eine alleinige Optimierung des Detektionszeitkriteriums (4.15) nicht zielführend. Vielmehr werden in diesem Fall die Basisanforderungen an die Robustheit eines FDD-Systems in sicherheitskritischen Systemen in der Optimierung berücksichtigt und der Grenzwert  $J_{th}$  dadurch Einschränkungen unterworfen. Dies gelingt durch Berücksichtigung des Robustheitskriteriums als Ungleichungsnebenbedingung  $C_{RB} < 1$  im Optimierungsproblem. Zudem sollen primär Fehlalarme vermieden werden, sodass für den Grenzwert  $J_{th} > J_{th}^f$  gelten muss. Unter Berücksichtigung dieser Überlegungen kann das Optimierungsproblem schließlich durch

$$\min_{\phi, J_{th}} \{C_{DZ}(\phi, J_{th}) \mid C_{RB}(\phi) < 1, J_{th} \geq J_{th}^f\} \quad (4.16)$$

definiert werden. Im Hinblick auf die Detektionszeit liefert die Wahl des Grenzwerts gleich der Fehlalarmsschwelle  $J_{th} = J_{th}^f(\phi)$  stets die besten zeitlichen Detektionseigenschaften für einen gegebenen Satz  $\phi$  an Parametern für ein FDD-System ohne Fehlalarme. In diesem Fall hängt der größte Wert der Detektionszeit (4.15) lediglich von  $\phi$  ab.

Für manche Fehlerfälle gilt, dass die maximal erlaubte Detektionszeit  $t_{gef}$  von dem Fehler selbst abhängt. In diesen Fällen wird anstatt der absoluten Detektionszeit ein mit  $t_{gef}$  normierter Wert für die Detektionszeit verwendet. Mit (4.14) liegt die normierte Detektionszeit durch

$$\bar{t}_{det} = \frac{t_{det}}{t_{gef}} = \frac{t_d - t_f}{t_{gef}} \quad (4.17)$$

vor. Bei Verwendung der normierten Form  $\bar{t}_{det}$  anstatt  $t_{det}$  im Kriterium der Detektionszeit (4.15), wird für das resultierende Kriterium der normierten Detektionszeit die Schreibweise  $\bar{C}_{DZ}$  benutzt.

Wertvoll für weitergehende Analysen erweist sich zudem das Kriterium  $C_{IZ}$ , welches die Zeit vom Auftreten des Fehlers bis zu seiner Identifikation berücksichtigt. Basierend auf (4.15), ergibt sich für das Kriterium der Identifikationszeit

$$C_{IZ}(\phi, J_{th}) = \sup_{\substack{\rho \in \Pi \\ \|u\|_2 \leq \Gamma_u \\ \|d\|_2 \leq \Gamma_d \\ f \in \mathcal{F}}} \min_{t_{mv} \geq t > t_d} \{t \mid \eta\theta(u, d, f, \rho, \phi, t) \geq J_{th}\}, \quad (4.18)$$

wobei stets  $C_{IZ} > C_{DZ}$  gilt und  $\eta$  die Entscheidungsvariable der Identifikation des Fehlers ist, die lediglich die Werte 0 und 1 annehmen kann. Wie genau  $\eta$  für die unterschiedlichen Fehlerfälle zu berechnen ist, wird in Kapitel 5 besprochen. Die Berechnung von  $\eta$  basiert i. Allg. auf signalbasierten Methoden, deren Parameter an die Fehlercharakteristik angepasst werden müssen und folglich keine freien Parameter für eine globale FDD-Systemoptimierung enthalten. Dieselben Aspekte in Bezug auf ein normiertes Kriterium der Detektionszeit gelten ebenso für das Kriterium der Identifikationszeit. Dementsprechend kann eine mit der geforderten Identifikationszeit normierte Identifikationszeit in (4.18) verwendet werden. Für das Kriterium der normierten Identifikationszeit wird in diesem Fall die Schreibweise  $\bar{C}_{IZ}$  verwendet.

### 4.1.3 Detektierbarkeit

Die Fehlersignale  $f$  verschiedener Fehlerszenarien werden durch unterschiedliche Signaltypen  $\mathcal{F}_i, i = 1, \dots, k$ , wie z. B. oszillierende Signale, Konstanten usw., beschrieben. Für die Menge der Fehler  $\mathcal{F}$  gilt dabei  $\mathcal{F} = \mathcal{F}_1 \cup \mathcal{F}_2 \cup \dots \mathcal{F}_k = \cup_{i=1}^k \mathcal{F}_i$ . Die Signale der einzelnen Signaltypen können dabei unterschiedliche Amplituden aufweisen. Daher bietet sich als weiteres Kriterium die kleinste, detektierbare Amplitude einer jeden Fehlerklasse an. Für ein gegebenes FDD-System sei  $A_{f_{min}} = \|f_{min}\|_{\infty}$  die kleinste Amplitude der detektierbaren Fehler, wobei  $f_{min}(t)$  üblicherweise zu einem gegebenen Signaltyp  $\mathcal{F}_i$  gehört. Für einen gegebenen Grenzwert  $J_{th}$  ist  $A_{f_{min}}$  der kleinste positive Wert, der die Bedingung

$$J_{th}^d(\phi, A_{f_{min}}) = J_{th} \quad (4.19)$$

erfüllt. Hierbei repräsentiert die linke Seite der Gleichung den Grenzwert des Signals  $\theta$ , welcher durch die Amplitude  $A_{f_{min}}$  innerhalb der geforderten Detektionszeit maximal erzeugt werden kann. Zur Berechnung von  $A_{f_{min}}$  muss die dazugehörige nichtlineare Gleichung (4.19) gelöst werden, wobei man annehmen kann, dass das Fehlersignal durch  $f(t) = A_{f_{min}} \tilde{f}(t)$  parametrisiert ist und  $\|\tilde{f}(t)\|_{\infty} = 1$  und  $f(t) \in \mathcal{F}_i$  gilt. Durch eine entsprechend kleine Wahl von  $J_{th}$  bzw. eine entsprechend hohe Wahl der Gewichtungsfaktoren in (4.1) lässt sich hierbei jede noch so kleine Fehleramplitude detektieren. Demnach ist eine alleinige Optimierung der Detektierbarkeit nicht zielführend. Daher wird auch bei der Optimierung des Detektierbarkeitskriteriums die Ungleichungsnebenbedingung in Bezug auf die Robustheit berücksichtigt, um mittels der Grenzwertwahl  $J_{th} \geq J_{th}^f$  Fehlalarme auszuschließen. Daraus lässt sich ein Kriterium durch

$$C_A := A_{f_{min}} \quad (4.20)$$

definieren, was schlussendlich die Definition der Optimierungsaufgabe unter Berücksichtigung der Robustheitsanforderungen zu

$$\min_{\phi, J_{th}} \{C_A(\phi, J_{th}) \mid C_{RB}(\phi) < 1, J_{th} \geq J_{th}^f\} \quad (4.21)$$

ermöglicht. Durch die Wahl des Grenzwertes bei  $J_{th} = J_{th}^f(\phi)$  gelingt stets für einen gegebenen Satz  $\phi$  an Parametern die Detektion der kleinstmöglichen Fehleramplitude

unter der Randbedingung, dass keine Fehlalarme auftreten dürfen. In diesem Fall hängt die kleinste detektierbare Amplitude lediglich noch von  $\phi$  ab. Das Minimieren von  $C_A(\phi, J_{th})$  entspricht dem Maximieren der Sensibilität des FDD-Systems in Bezug auf die Fehler. Daher kann es sowohl für die Optimierung des Residuengenerators selbst als auch des gesamten FDD-Systems verwendet werden.

#### 4.1.4 Mehrzielige Parameteroptimierung

Neben dem zuvor definierten mehrzieligen Optimierungsproblem (4.7) lassen sich zudem gleichzeitige Anforderungen an das FDD-System in Bezug auf FAR, MDR, DTP sowie der kleinsten detektierbaren Amplitude erfassen. Dies gelingt für die erwähnten Kriterien bspw. durch

$$\min_{\phi} \{ \nu_1 C_{DZ}(\phi), \nu_2 C_A(\phi) \mid C_{RB}(\phi) < 1 \}, \quad (4.22)$$

wobei  $\nu_i, i = 1, 2$  adäquate Gewichtungen darstellen.

#### 4.1.5 Senkung der Optimierungskomplexität

Der Optimierungsansatz, wie er in diesem Abschnitt vorgestellt wird, strebt die Bereitstellung eines robusten und leistungsfähigen FDD-Systems an, indem bei der Auslegung alle definierten Unsicherheiten und möglichen Eingänge im nichtlinearen System berücksichtigt werden. Einer solchen Auslegung stehen jedoch einige Probleme im Wege, die nachfolgend diskutiert werden.

Die Berechnungen der Kriterien im Zuge der Optimierung bedürfen der Lösung eines infinitdimensionalen Problems, welches durch die Berechnung der ungünstigsten Eingangssignale erzeugt wird. Ansätze, wie solche infinitdimensionalen Problemstellungen gelöst werden können, findet man unter anderem in [DGN10] oder [Joo12]. Da die Dynamik der Systemkomponenten, wie z. B. Flugzeugaktuatoren, in der Regel von jener des Gesamtsystems beeinflusst wird, muss bei diesen Simulationen stets das Gesamtmodell betrachtet werden. Für ein Flugzeug erfordert dies neben dem flugmechanischen Verhalten auch die Berücksichtigung der einzelnen Regelschleifen. Alles in allem ist das der Optimierung zugrunde liegende Modell äußerst komplex und die Simulation erzeugt entsprechende Rechenlasten. Zudem ist der Einsatz von globalen Suchalgorithmen zum Lösen der definierten Optimierungsprobleme unvermeidlich, was die notwendige Berechnungszeit weiter ansteigen lässt. Bei lokalen Algorithmen besteht auf Grund der Nicht-Konvexität der Optimierungsaufgaben die Gefahr, in lokale Minima zu geraten, was in weiterer Folge zu geringeren Schwellwerten und folglich zu Phänomenen wie Fehlalarmen führen kann.

Die genannten Punkte führen bei FDD-Systemen von komplexen Systemen schnell zu langwierigen Berechnungszeiten, machen das Lösen in einem angemessenen Zeitraum unmöglich und führen zudem zu einer hohen Beanspruchung der in der Regel beschränkt vorhandenen Rechenkapazität. Um dieses Problem in den Griff zu bekommen, gibt es unterschiedliche Möglichkeiten, die zu einer Reduzierung der Berechnungskomplexität führen und dennoch die Sinnhaftigkeit des Ansatzes beibehalten. Der Nachteil

ist dabei, dass sich möglicherweise das wirkliche Optimum nicht im Suchbereich befindet. Die Vereinfachungen im Zuge der Optimierungen bezahlt man demnach mit einer eingehenden nachgestellten Validierung des FDD-Systems und etwaigen zusätzlichen Iterationsschritten bei dessen Auslegung.

- Aufwendige Optimierungen im Funktionsraum können durch vordefinierte Signale für  $u$  (z. B. Sprungeingänge) und  $d$  (z. B. weißes Rauschen) mit parametrisierten Amplituden vermieden und in den Parameterraum verschoben werden. Bei komplexen Systemen wie einem Flugzeug bietet sich zudem der Übergang auf die höchste Systemebene zur Erzeugung der Eingangssignale an. Üblicherweise werden während des Betriebs eines Systems nicht willkürliche Eingangssignale an den Komponenten erzeugt. Diese hängen vielmehr von den bekannten Eingängen auf höchster Systemebene ab, sodass sich eine Beschränkung der Menge der möglichen Eingänge auf oberster Ebene besser durchführen lässt. Für Flugzeuge und Aktuatoren bedeutet dies, anstatt in der Simulation direkt die Aktuatoreingangssignale vorzugeben, standardisierte Piloteneingänge im Zuge von Flugmanövern heranzuziehen. Der Flugregler generiert in weiterer Folge die notwendigen Eingangssignale  $u$  am jeweiligen Aktuator. Somit werden in der Optimierung die Eingänge des Aktuators durch jene des ihm übergeordneten Systems Flugzeug  $u_P \in \mathcal{U}_P$  ersetzt. Im Falle eines Flugzeugs stellt  $\mathcal{U}_P$  die Menge an Piloteneingangssignalen dar. Für die Störsignale kann auf Standardsignale  $d \in \mathcal{D}$  zurückgegriffen werden, wie sie bei der nichtlinearen Robustheitsanalyse von Flugreglern verwendet werden [PL12], wobei  $\mathcal{D}$  die Menge an definierten Störsignalen darstellt. Durch diese Vorgehensweise kann die Optimierung im Funktionsraum vollständig vermieden werden. Des Weiteren ist dadurch sichergestellt, dass lediglich realistische Eingangssignale an den Komponenten betrachtet werden. Auf Grund dessen, dass in den meisten Fällen ohnehin ein vordefiniertes Fehlersignal vorliegt, sind in den Beschreibungen der Leistungskriterien in Abschnitt 4.1 die Fehlerdefinitionen bereits auf die parametrisierte Menge  $\mathcal{F}$  unterschiedlicher Fehlersignaltypen beschränkt worden.
- Eine weitere Reduktion der Rechenzeit ermöglicht die Limitierung des Suchbereichs der Systemparameter auf eine diskrete, finite Menge  $\Pi_N = \{\rho^{(1)}, \dots, \rho^{(N)}\}$ , anstatt den kontinuierlichen Suchbereich  $\Pi$  für den Vektor  $\rho$  in den Leistungskriterien zu verwenden. Somit bleibt lediglich das Optimierungsproblem für die FDD-Systemparameter zu lösen, weil auf die kostspielige globale Optimierung über  $\rho$  verzichtet wird.
- Die in diesem Kapitel beschriebenen Optimierungsprobleme lassen sich, unabhängig von den vorgeschlagenen Vereinfachungen, sehr gut parallelisieren und sind daher für die Berechnung auf Rechnern mit Mehrkernprozessoren oder auf Rechenclustern prädestiniert, was zu einer drastischen Minderung der Rechenzeit führt.

Die aufgeführten Punkte sind Maßnahmen, die entweder für sich alleine oder in Kombination angewendet werden können. Es sei jedoch nochmals darauf hingewiesen, dass Vereinfachungen eine Degradierung der Qualität der Lösung mit sich bringen, weil das

Problem in seiner Gesamtheit nicht mehr exakt erfasst werden kann. Daher empfiehlt es sich, eine eingehende modellbasierte Analyse durchzuführen, um die Erfüllung der geforderten Leistungskriterien des FDD-Systems nachzuweisen, bevor der Schritt auf das tatsächliche System vollzogen wird. Wie eine solche Analyse aussehen kann, wird in Abschnitt 4.2 beschrieben.

#### 4.1.6 Ansätze zur Kompromissfindung bei schwer erfüllbarem Robustheitskriterium

Kann das Robustheitskriterium (4.8) auch durch die optimale Einstellung der Parameter  $\phi$  nicht erfüllt werden, ist prinzipiell der Grenzwert so zu wählen, dass keine Fehlalarme auftreten ( $J_{th} \geq J_{th}^f$ ). Dies führt jedoch unweigerlich zu der Situation, dass nicht alle definierten Fehler detektiert werden können. Ist dies aus sicherheitstechnischer Sicht problematisch, müssen andere Maßnahmen ergriffen werden, um dennoch eine Detektion aller definierten Fehler ohne Fehlalarme zu ermöglichen. Nachfolgend werden unterschiedliche Ansätze zur Lösung der Problemstellung vorgestellt und diskutiert.

##### Erfüllung der Robustheitsanforderungen mittels Fehleridentifikation

Eine Möglichkeit, die Detektion sicherzustellen, stellt die Senkung des Grenzwerts bis zur Detektionsschwelle  $J_{th} = J_{th}^d$ , unabhängig vom Wert der Fehlalarmsschwelle  $J_{th}^f$ , dar. Dies ist jedoch unweigerlich mit Fehlalarmen verbunden. Um dennoch ein zuverlässiges FDD-System zu erhalten, müssen die Fehlalarme durch einen robust gestalteten Identifikationsalgorithmus von wirklich auftretenden Fehlern unterschieden werden. Inwieweit dies möglich ist, hängt zum einen von der minimalen Fehleramplitude, d. h. wie weit der Grenzwert absenkt werden muss und wie viele Fehlalarme demnach durch die Identifikation abgefangen werden müssen, ab. Zum anderen ist die Charakteristik des Fehlers selbst ein entscheidender Einflussfaktor. Die Fehlersituation muss mittels der Identifikation eindeutig von fehlerfreien Situationen abgrenzbar sein.

##### Parameterabhängigkeit der Entscheidungsfindung

Einen weiteren Ansatz zur Detektion von Fehlern ohne Fehlalarme und nichtdetektierter Fehler bei nicht Erfüllbarkeit des Robustheitskriteriums (4.8) stellt die Abhängigkeit des Grenzwerts  $J_{th}$  des FDD-Systems von den messbaren Systemparametern  $\bar{\rho}$  dar. Die Erfüllung des Robustheitskriteriums ermöglicht die Wahl eines konstanten Grenzwerts für alle Parameterkombinationen  $\rho$ , der die Robustheit des FDD-Systems gegenüber Fehlalarmen und nichtdetektierte Fehler garantiert. Im Gegensatz dazu verfolgt der an dieser Stelle vorgeschlagene Ansatz das Ziel, einen Satz von Parametern  $\phi$  zu finden, der für eine jede Kombination der messbaren Systemparameter  $\bar{\rho}$  die Wahl eines individuellen Grenzwerts  $J_{th}(\bar{\rho})$  ermöglicht, der Fehlalarme und nichtdetektierte Fehler ausschließt.

Um dies zu ermöglichen, muss das Robustheitskriterium (4.8) derart modifiziert werden, dass nicht die beiden Schwellwerte (4.2) und (4.4) einzeln hinsichtlich der Parameter  $\rho$  optimiert werden, sondern deren Verhältnis in Abhängigkeit von den messbaren



Parametern  $\bar{\rho}$ , sodass in den Schwellwerten lediglich jeweils die nichtmessbaren Parameter  $\tilde{\rho} \in \tilde{\Lambda}$  berücksichtigt werden. Dies lässt sich durch die Adaption der beiden Schwellwerte zu

$$\tilde{J}_{th}^f(\bar{\rho}, \phi) = \sup_{\substack{\tilde{\rho} \in \tilde{\Lambda} \\ \|u\|_2 \leq \Gamma_u \\ \|d\|_2 \leq \Gamma_d}} \max_{t \leq t_{mv}} \theta(u, d, 0, \bar{\rho}, \tilde{\rho}, \phi, t) \quad (4.23)$$

und

$$\tilde{J}_{th}^d(\bar{\rho}, \phi) = \inf_{\substack{\tilde{\rho} \in \tilde{\Lambda} \\ \|u\|_2 \leq \Gamma_u \\ \|d\|_2 \leq \Gamma_d \\ f \in \mathcal{F}}} \max_{t \leq t_{gef}} \theta(u, d, 0, \bar{\rho}, \tilde{\rho}, \phi, t) \quad (4.24)$$

erreichen. Das entsprechende Kriterium kann schließlich durch den maximalen Wert des Verhältnisses der beiden Grenzwerte über alle Parameterkombinationen durch

$$\tilde{C}_{RB}(\phi) := \sup_{\bar{\rho} \in \bar{\Lambda}} (\tilde{J}_{th}^f(\bar{\rho}, \phi) / \tilde{J}_{th}^d(\bar{\rho}, \phi)) \quad (4.25)$$

angegeben werden. Dabei gilt stets der Zusammenhang  $\tilde{C}_{RB} \leq C_{RB}$ . Zur Erfüllung der Robustheitsanforderungen muss  $\tilde{C}_{RB} < 1$  gelten. Dies ermöglicht für einen jeden Satz der messbaren Parametern  $\bar{\rho}$  die Wahl eines Grenzwerts  $\tilde{J}_{th}^f(\bar{\rho}) \leq J_{th}(\bar{\rho}) \leq \tilde{J}_{th}^d(\bar{\rho})$ , der weder Fehlalarme noch nichtdetektierte Fehler zulässt. Die Optimierungsaufgabe lässt sich schlussendlich durch

$$\min_{\phi} \tilde{C}_{RB}(\phi) \quad (4.26)$$

definieren, die sich wiederum wie zuvor das Kriterium (4.8) in Abschnitt 4.1 mit anderen Kriterien kombinieren lässt. Da i. Allg. nicht unendlich viele Punkte berechnet werden können, müssen lineare Interpolationsmethoden, LPV-Ansätze oder Multimodellansätzen genutzt werden, um eine implementierbare Grenzwertsfunktion für den gesamten Parameterbereich zu erhalten.

### Eingangsabhängigkeit der Entscheidungsfindung

Üblicherweise ist das Ziel der Fehlerdetektion, in dem zu beobachtenden System möglichst kleine Fehleramplituden zu detektieren. Um dies zu ermöglichen, werden in der Regel niedrige Grenzwerte benötigt. Als beliebter Ansatz zur Verbesserung der Detektionseigenschaften von FDD-Systemen finden sich dazu in der Literatur Ansätze, die Grenzwerte vorschlagen, welche mit dem Eingangskommando des zu beobachtenden Systems skaliert sind [ENAR88], [Din08]. Dabei werden Grenzwerte in Abhängigkeit von  $u$ , z. B. durch

$$J_{th}(u(t)) = J_{th,u} \|u(t)\|_2 + J_{th,d} \quad (4.27)$$

eingesetzt, wobei  $J_{th,d}$  einen nominellen Grenzwert auf Grund von Störeinflüssen und  $J_{th,u}$  eine konstante Verstärkung darstellt. Die Notwendigkeit solcher Grenzwerte wird beim Betrachten der Übertragungseigenschaften eines Residuenfilters zusammen mit einem unsicheren System deutlich. Zur Lösung des FDPs muss ein Detektor  $Q(s)$  ein Residuum

$$\mathbf{r}(s) = Q(s) \begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

liefern, welches entkoppelt von beliebigen Steuereingängen ist. Diese Forderung lässt sich z. B. für ein LTI-System mit einem Eingang und dem skalaren Ausgang  $\mathbf{y}(s) = G_u(s)\mathbf{u}(s)$  entsprechend (4.28) durch

$$\mathbf{r}(s) = Q(s) \begin{bmatrix} G_u(s) \\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{u}(s) = (q_1(s)G_u(s) + q_2(s))\mathbf{u}(s) = 0 \quad (4.29)$$

formulieren (vgl. Kapitel 3) und durch die entsprechende Wahl der skalaren Übertragungsfunktionen  $q_1(s)$  und  $q_2(s)$  erfüllen. Treten Unsicherheiten auf, die additiv am Eingang wirken ( $\mathbf{y}(s) = (G_u(s) + \Delta G_u(s))\mathbf{u}(s)$ ), ist die Entkopplungsbedingung der Eingänge vom Residuum nicht mehr erfüllt:

$$\mathbf{r}(s) = [q_1(s)(G_u(s) + \Delta G_u(s)) + q_2(s)] \mathbf{u}(s) = q_1(s)\Delta G_u(s)\mathbf{u}(s). \quad (4.30)$$

Vielmehr hängt die Amplitude des Residuums in diesem Fall explizit von  $\mathbf{u}(s)$  ab und steigt dadurch mit steigendem Eingang entsprechend an. Ein konstanter Grenzwert, der unabhängig vom Eingang ist, muss demnach die größten Ausschläge des Residuums infolge großer Eingänge berücksichtigen, wodurch die Detektionseigenschaften von Fehlern mit kleinen Amplituden bei kleinen Eingangssignalen entscheidend verschlechtert werden. Um dieses Problems Herr zu werden, wird der Grenzwert entsprechend (4.27) mit  $u(t)$  skaliert, wodurch bei kleinen Eingangsamplituden ein geringer Grenzwert verwendet wird, der die Detektion kleiner Fehleramplituden unabhängig von der Größe des Eingangs ermöglicht.

Für die Auslegung des FDD-Systems in einem einzigen Optimierungsschritt stellt ein solch adaptiver Grenzwert  $J_{th}$  ein Problem dar, weil das Robustheitskriterium  $C_{RB}$  schlichtweg nicht vom Grenzwert  $J_{th}$  abhängt. Um einen vom Eingang  $u$  abhängigen Grenzwert berücksichtigen zu können, muss deshalb diese Abhängigkeit direkt in den Kriterien berücksichtigt werden. Nach der Logik der Entscheidungsfindung

$$\iota(t) = \begin{cases} 0, & \text{wenn } \theta(t) < J_{th} \\ 1 & \text{andernfalls} \end{cases} \quad (4.31)$$

sowie der Definition (4.27) des adaptiven Grenzwerts gilt die Bedingung

$$\theta(t) \geq J_{th,u} \|u(t)\|_2 + J_{th,d} \quad (4.32)$$

für die Detektion eines Fehlers. Wird die quadratische Norm  $\|u\|_2$  durch die approximierte Norm

$$\theta_u(t) = \alpha_u u^2(t) + \beta_u \int_0^t e^{-\gamma_u(t-\tau)} u^2(\tau) d\tau \quad (4.33)$$

ersetzt, ergibt sich mit der Definition  $\bar{\theta}_u(t) = \max\{\theta_u(t), 1\}$  nach dem Umformen von (4.32) die Bedingung

$$\frac{\theta(t)}{\bar{\theta}_u(t)} \geq J_{th,u} + \frac{J_{th,d}}{\bar{\theta}_u(t)} \quad (4.34)$$

für die Detektion eines Fehlers. Dabei gilt  $J_{th,d}/\bar{\theta}_u(t) \leq J_{th,d}$ , sodass die Logik (4.34) mit einem mit  $\bar{\theta}_u(t)$  normierten Evaluierungssignal durch

$$\frac{\theta(t)}{\bar{\theta}_u(t)} = \bar{\theta}(t) \geq \underbrace{J_{th,u} + J_{th,d}}_{J_{th}} \quad (4.35)$$

angegeben werden kann. Dieses kann nunmehr wieder entsprechend (4.31) mit einem konstanten Grenzwert  $J_{th}$  verglichen werden, um eine Aussage über Fehler im zu beobachtenden System zu treffen. Diese normierte Form des evaluierten Residuensignals mindert die durch einen erhöhten Eingang ansteigende Amplitude des Residuums und kann zudem direkt in den Schwellwerten verwendet werden. Letztlich werden dabei in der Berechnung von  $\theta_u(t)$  drei zusätzliche freie Parameter eingeführt. Dabei ist es empfehlenswert, die zeitliche Gewichtung gleich jener, wie sie bei der Berechnung von  $\theta(t)$  eingesetzt wird ( $\gamma_u = \gamma$ ), zu verwenden, sofern die Übertragung vom Eingang auf das Residuum ausreichend schnell ist. Dadurch besitzen die Filter  $\theta(t)$  und  $\theta_u(t)$  dieselbe Übertragungsdynamik, wodurch ihre zeitliche Korrelation sichergestellt wird. Die beiden Gewichtungen  $\alpha_u$  und  $\beta_u$  können dazu herangezogen werden, um größere Eingänge mehr oder weniger stark zu gewichten. Bei einer langsameren Übertragung des Eingangs auf das Residuensignal kann es hingegen von Vorteil sein, die verzögernde Dynamik, z. B. in Form eines Systemmodells, in der Berechnung von  $\bar{\theta}_u$  zu berücksichtigen.

Zusammenfassend lässt sich nochmals anmerken, dass sich der von dem Eingangssignal abhängige Grenzwert bzw. das durch den Eingang normierte Residuensignal genau dann eignet, wenn amplitudenmäßig kleine Fehler im Zusammenhang mit kleinen Eingangsgrößen erkannt werden sollen, während auch große Eingangsamplituden berücksichtigt werden müssen. Bei Flugzeugen lässt sich als ein solcher Betriebspunkt mit kleinen Eingangsamplituden üblicherweise der Reiseflug definieren, in welchem das Flugzeug den Großteil seiner operationellen Zeit verbringt, wodurch der präsentierte Ansatz für diese Fälle von speziellem Interesse ist. Problematisch erscheint dieser Ansatz jedoch genau dann, wenn amplitudenmäßig kleine Fehler während großer Eingangsamplituden auftreten. In diesem Fall wird die Detektion häufig durch die erhöhten Grenzwerte erschwert.

### Verbesserung der Systemmodellierung

Die Ursachen großer Residuenwerte im fehlerfreien Fall, die hohe Grenzwerte notwendig machen und zu Problemen in der Detektion kleiner Fehler führen, können unterschiedlich sein. Probleme, wie nicht entkoppelbare Eingänge bzw. Störungen oder große zu berücksichtigende Unsicherheiten der verwendeten Messgrößen, sind in vielen Fällen vom System her vorgegeben und können lediglich in einem sehr geringen Maße oder gar nicht beeinflusst werden, sodass auf die zuvor beschriebenen Ansätze zurückgegriffen werden muss. Ein wesentlicher Punkt, an dem Verbesserungen sehr wohl möglich sind, ist die Systemmodellierung. Letztlich nutzen alle FDD-Systeme, die mit modellbasierten Ansätzen ausgelegt werden, in irgendeiner Art und Weise ein Modell des zu beobachtenden Systems. In diesem Zusammenhang kann die Ursache hoher Residuenwerte auch in ungenauen Approximationen des Verhaltens des zu beobachtenden Systems liegen. Werden hierbei Anstrengungen hinsichtlich besserer Modellierungen unternommen, ist dies in vielen Fällen ausreichend, um die benötigten Robustheits- und Leistungseigenschaften eines FDD-Systems sicherstellen zu können.

## 4.2 Robustheitsanalysen von FDD-Systemen

Die der Auslegung folgende Analyse am nichtlinearen Modell stellt in der Regelungstechnik ein notwendiges Instrument zur Beurteilung der Robustheit von Reglern dar. Auch für FDD-Systeme ist diese modellbasierte Analyse zwingend notwendig, um die Zuverlässigkeit zu validieren und etwaige Problemstellen bereits in einem frühen Stadium der Entwicklung ausmachen zu können. Ist eine Software erst auf der Hardware selbst installiert, ist ein Nachrüsten oder eine Adaption der Algorithmen meist mit großem arbeitstechnischen sowie finanziellen Aufwand verbunden. Es bietet sich daher eine Validierung am nichtlinearen Gesamtmodell an. Die getroffenen Annahmen bzw. Vereinfachungen im Zuge der optimierungsbasierten Synthese des FDD-Systems bestimmen den Umfang der notwendigen modellbasierten Analysen. Wird das gesamte vorliegende Modell in der Synthese berücksichtigt, was durch die definierten Kriterien in Abschnitt 4.1 im Prinzip möglich ist, kann der modellbasierte Analyseschritt übersprungen werden. Eine solche Berücksichtigung ist aber, wie im Abschnitt zuvor eingehend diskutiert, auf Grund der Komplexität der meisten technischen Systeme und deren Modelle kaum möglich, wodurch nachgestellte Analysen am Modell notwendig werden. Nach der Validierung des FDD-Systems im nichtlinearen Modell folgt in der Validierungskette stets der Test am physikalischen System, weil kein modellbasierter Analyseansatz diesen ersetzen kann.

Der Zusammenhang der Analyse mit den definierten Leistungskriterien und der dazugehörigen Optimierung der FDD-Parameter ist folgender: Für einen Satz von FDD-Parametern  $\phi$  inklusive Grenzwert  $J_{th}$  werden jene Steuer- und Störeingänge  $u$  und  $d$  sowie Parameter  $\rho$  gesucht, die die schlechtesten Werte der einzelnen Leistungskriterien mit sich bringen [Joo11]. Die Berechnung selbst kann durch den Einsatz verschiedener Verfahren durchgeführt werden, von denen zwei nachfolgend beschrieben sind.

### 4.2.1 Empirischer Analyseansatz

Der industriell übliche Analyseansatz zur Ermittlung von Erkenntnissen über die Kriteriumswerte basiert auf empirischen Methoden. Für die Beurteilung der Robustheit eines FDD-Systems werden mit dieser Methodik statistische Werte für die Raten von Fehlalarmen und nichtdetektierter Fehler bestimmt. Für die Bestimmung der Rate von Fehlalarmen wird eine Anzahl  $N_{FA}$  an Simulationsläufen mit den Testsignalen  $u$  und  $d$  sowie den Parametern  $\rho$  definiert. Fehler werden bei der Bestimmung der Rate von Fehlalarmen nicht berücksichtigt. Entsprechend wird mit den Testsignalen  $u$ ,  $d$ ,  $f$  sowie den Parametern  $\rho$  eine Anzahl  $N_{MDR}$  an Simulationsläufen bestimmt, um die Rate nichtdetektierter Fehler zu ermitteln.  $N_{FA}$  sei die sich in der Analyse ergebende Anzahl der auftretenden Fehlalarme und  $N_{MD}$  die Anzahl nichtdetektierter Fehlerfälle. Damit lassen sich die beiden Raten zu

$$FAR = \frac{N_{FA}}{N_{FA}} \quad (4.36)$$

und

$$MDR = \frac{N_{MD}}{N_{MDR}} \quad (4.37)$$

bestimmen. Für die Berechnung der beiden Raten kann ein Satz  $\mathcal{U}$  an Eingangssignalen, ein Satz  $\mathcal{D}$  an Störsignalen, ein Satz  $\mathcal{F}$  an Fehlersignalen und ein Satz  $\Pi_N$  an Unsicherheiten, definiert durch

$$\begin{aligned} \mathcal{U} &= \{u^i(t) \mid i = 1, \dots, N_u\} \\ \mathcal{D} &= \{d^i(t) \mid i = 1, \dots, N_d\} \\ \mathcal{F} &= \{f^i(t) \mid i = 1, \dots, N_f\} \\ \Pi_N &= \{\rho^i \mid i = 1, \dots, N_\rho\}, \end{aligned} \quad (4.38)$$

verwendet werden. Dabei können die Werte von  $\rho$  entweder zufällig, z. B. im Zuge einer Monte-Carlo-Auswahl [Moo97], oder durch sog. Rasterung (engl: Gridding) ausgewählt werden. Die Gesamtzahl der Berechnungspunkte ist schlussendlich durch die einzelnen Größen der jeweiligen Signalmengen durch  $N_{FA} = N_u N_d N_\rho$  bzw.  $N_{MDR} = N_u N_d N_f N_\rho$  definiert.

Bei der Anwendung eines empirischen Ansatzes ist jedoch ein relevanter Punkt zu beachten: Bei einem Auffinden von Fehlalarmen oder nichtdetektierter Fehler treten diese mit hoher Wahrscheinlichkeit auch im gesamten Umgebungsbereich der gefundenen Parameter auf, was für sicherheitskritische Systeme inakzeptabel erscheint. Eine statistische Aussage in Bezug auf die Fehlalarme sowie die nicht detektierte Fehler ist also weniger von Relevanz als das Wissen über deren Auftreten oder deren Nichtvorhandensein. Aus diesem Grund ist die gezielte optimierungsbasierte Suche zu bevorzugen, weil Verletzungen der geforderten Kriterien zusammen mit den dazugehörigen Parametern rascher ausgemacht werden können. Dadurch kann der iterative Prozess der Bestimmung eines adäquaten FDD-Systems beschleunigt werden.

Interessanter als für die Bestimmung der beiden Raten erscheint daher der Einsatz empirischer Verfahren für die Berechnung von Leistungskriterien, die einen kontinuierlichen Verlauf besitzen. Für die Beurteilung der Robustheit des FDD-Systems können dazu die vom Flugzustand abhängigen Werte  $\tilde{J}_{th}^f$  bzw.  $\tilde{J}_{th}^d$  und folglich das Kriterium  $\tilde{C}_{RB}$  herangezogen werden. Ein weiterer relevanter Parameter ist die Detektionszeit eines Fehlers, die sich für einen Fehler an jedem Punkt des Flugbereichs individuell bestimmen lässt. Für die genannten Kenngrößen können neben dem schlechtesten Fall auch statistische Kenngrößen wie Mittelwert oder Varianz oder Verteilungsdiagramme von Interesse sein, weil diese weitere Einblicke in die Leistungsfähigkeit des FDD-Systems geben.

Auswertungen in Verteilungsdiagrammen lassen weiterführende Analysen zu, z. B. ob sich die Verletzung von Kriterien auf einen kleinen Bereich des Parameterraums beschränkt oder ob ein größerer Bereich betroffen ist. Durch Angleichen von statistischen Verteilungsfunktionen an die empirischen Ergebnisse lassen sich zudem Risikoabschätzungen in Bezug auf die Verletzung definierter Grenzwerte tätigen. Dies kann als Absicherung der Optimierung verwendet werden. Somit bietet eine empirische Auswertung zusammen mit einer optimierungsbasierten Bestimmung der schlechtmöglichen Werte der Kriterien wichtige Einblicke in die Leistungsfähigkeit von FDD-Systemen. Es sei darauf hingewiesen, dass empirische Ansätze auch im Zuge einer Optimierung verwendet werden können. Die zu optimierenden Parameter werden dabei zur Minimierung statistischer Risikowahrscheinlichkeiten herangezogen [LJW01].

#### 4.2.2 Optimierungsbasierter Analyseansatz

Die Analyse durch Optimierung wird mit denselben Kriterien, wie sie in Abschnitt 4.1 definierten wurden, durchgeführt. Dazu bedarf es der Berechnung der Kriterien für einen gegebenen Satz von Parametern  $\phi$  und einem Grenzwert  $J_{th}$ . Dementsprechend ist die Analyse zeitlich gesehen weniger aufwendig, weil im Gegensatz zur Auslegung die Parameter  $\phi$  konstant sind. Anstatt die Kriterien demnach mit Hilfe der freien FDD-Parameter  $\phi$  und des Grenzwerts  $J_{th}$  zu optimieren, werden lediglich die schlechtesten Werte der Kriterien unter Berücksichtigung definierter Steuer- und Störeingänge sowie unsicherer Parameter gesucht.

Der große Vorteil der optimierungsbasierten Analyse liegt im Gegensatz zu empirischen Analysemethoden wie der Monte-Carlo-Simulation darin, dass sie durch eine systematische Suche nach dem Worst-Case weitaus effektiver abläuft. Die größte Schwierigkeit liegt dabei weniger im Nachweis, dass ein Kriterium nicht erfüllt wird. Die Robustheit eines FDD-Systems hängt nicht vom Grad der Verletzung des Robustheitskriteriums ab, sondern ist bei Verletzung des Robustheitskriteriums stets als ungenügend zu bewerten. Die Herausforderung liegt demnach vielmehr darin, eine zuverlässige Aussage zu generieren, dass ein FDD-System alle definierten Kriterien erfüllt. Da die Berechnung auf Grund der nicht konvexen Eigenschaft i. Allg. eine untere Schranke der Lösung darstellt, wird in [VHP12] ein Konfidenzmaß definiert, mit dem sich die Zuverlässigkeit der Lösung abschätzen lässt. Dieses Konfidenzmaß wird mit einer Reihe von Optimierungsläufen mit unterschiedlichen Startwerten und mit der Annahme einer positiven Wahrscheinlichkeit,

---

den Worst-Case zu finden, bestimmt. Eine Schwachstelle des optimierungsbasierten Ansatzes ist, dass isolierte Optima lediglich mit einer sehr geringen Wahrscheinlichkeit gefunden werden können. Dennoch werden in dieser Arbeit die Kriterienwerte primär mittels optimierungsbasierter Berechnung bestimmt, weil dies entscheidende Vorteile gegenüber empirischen Methoden in Bezug auf die Berechnungszeit und Nähe zum wirklichen Optimum bietet.





# 5 Ansatz zur vollständigen Lösung des Fehleridentifikationsproblems für Flugzeugaktuatoren

Der Betrieb von elektrohydraulischen Aktuatoren in sicherheitskritischen Systemen erfordert eine schnelle und zugleich robuste Erkennung von Fehlern, um den sicheren Betrieb des Systems gewährleisten zu können. Dabei erweist sich im Vergleich zu globalen Ansätzen die Implementierung von FDD-Systemen auf lokaler Systemebene als vorteilhafter (vgl. Kapitel 3.6). Modellbasierte Ansätze nützen üblicherweise parallel zum eigentlichen Prozess ein Prozessmodell, welches in Echtzeit berechnet wird, um mittels der zur Verfügung stehenden Messsignale sowie der entsprechend ausgelegten Residuengeneratoren die notwendigen Residuensignale zu erzeugen. Da das in Kapitel 2 hergeleitete Aktuatormodell inhärent nichtlinear ist, liegt es nahe, nichtlineare Detektionsmethoden, wie z. B. in [GF97] oder [KA05] vorgeschlagen, zu verwenden. Die Verwendung komplexer nichtlinearer Modelle ist jedoch auf Grund der höheren Rechenanforderungen oft nur beschränkt möglich. Die Verwendung von sehr einfachen Modellen, wie in [Gar+09] gezeigt, bringt jedoch schlechte Robustheitseigenschaften der FDD-Systeme mit sich. Gerade bei Flugzeugen müssen Residuengeneratoren bzw. FDD-Systeme in einem großen Parameterbereich zuverlässig arbeiten. Auch auf Multimodellen basierende Detektionsansätze können das Fehlerdetektionsproblem auf Komponentenebene lösen [WS08], führen aber häufig bei Berücksichtigung großer Parametervariationen und bei unterschiedlichen Fehlerfällen zu hohen Systemordnungen. Die anspruchsvolle Methode der Parameterschätzung am Flugrechner in Echtzeit [GY05] weist hinsichtlich der Echtzeitfähigkeit entscheidende Nachteile auf. Unter Berücksichtigung dieser verschiedenen Aspekte ist die Verwendung der in Kapitel 2 hergeleiteten Approximationen des Aktuatorverhaltens für den Residuengenerator sowie der Methoden zur Auslegung eines LPV- bzw. nichtlinearen Residuenfilters [Var11a] notwendig. Die Approximationen ermöglichen durch ihre mathematisch geringe Komplexität eine Implementierung im Sinne der Echtzeitfähigkeit und sind zugleich durch die Parameterabhängigkeit robuster als einfachere Modelle.

In diesem Kapitel soll durch den Einsatz der bisher diskutierten Methoden ein System zur vollständigen Lösung des Detektions-, Isolations- sowie Identifikationsproblems von Fehlern in modernen Flugzeugaktuatoren erarbeitet werden. Die grundlegende Eingliederung des FDD-Systems in ein Aktuatorensystem ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Auf lokaler Ebene wird ein FDD-System implementiert, welches das vom Flugregelungssystem berechnete Steuerkommando  $u$  sowie die gemessenen Ausgangssignale  $y$  des Aktuators nutzt, um etwaige Fehler zu erkennen. Das interne Steuersignal des Aktuators, der

Steuerstrom  $I_c$ , wird in der vorliegenden Arbeit als nicht zur Verfügung stehende Größe angenommen. Im ersten Abschnitt des Kapitels wird FDD-System zur Identifikation eines einzelnen Fehlers im Aktuatorensystem bei der Verwendung eines einzigen Sensorsignals vorgestellt. Im zweiten Abschnitt folgt die Vorstellung eines erweiterten Systems zur Erkennung von mehreren, unterschiedlichen Fehlern. In diesem Abschnitt wird auch die Isolation der physikalischen Aktuator- und der Aktuator-sensorenfehler für die relevanten Sensorenkonfigurationen am Aktuator behandelt, um schlussendlich ein vollständiges FDD-System für moderne Flugzeugaktuatoren anzugeben. Der modulare Aufbau des FDD-Systems bietet dabei die Möglichkeit, das FDD-System an die jeweilige vorhandene Problemstellung anzupassen.

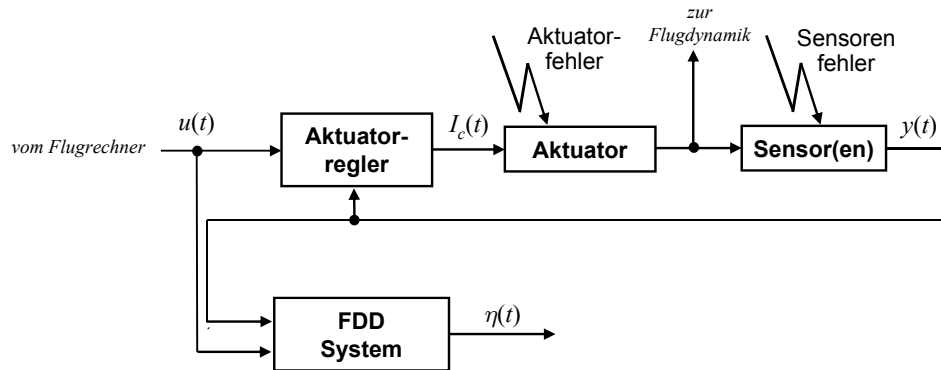


Abbildung 5.1: Grundlegende Eingliederung des FDD-Systems auf Aktuatorebene

## 5.1 Fehlerdetektion und -identifikation an Flugzeugaktuatoren mit Regelsensor

In diesem Abschnitt soll die Architektur des FDD-Systems zur Detektion und Identifikation von Aktuatorfehlern mittels eines einzelnen vorhandenen Messsignals (jenes der Position der Aktuatorstange) betrachtet werden. Eine solche Konfiguration stellt die Standardkonfiguration bei Flugzeugaktuatoren dar. Aktuatoren mit mehreren Sensoren kommen lediglich bei sicherheitskritischen Aktuatoren zum Einsatz. Dies ist Gegenstand von Abschnitt 5.2. In diesem Abschnitt werden Schritt für Schritt die einzelnen Elemente des FDD-Systems erarbeitet. Während für die Detektion für alle Fehlerfälle ein und derselbe Residuenfilter verwendet wird, ist die Identifikation für einen jeden Fehler unterschiedlich. Um die Problemstellung zu vereinfachen, wird zuerst eine getrennte Betrachtung der einzelnen Fehlerfälle durchgeführt, um danach die Interaktionsaspekte und die damit verbundenen Anpassungen der Identifikationslogiken angeben zu können. Die Identifikation der Fehler wird eingesetzt, um qualitative und quantitative Informationen über den Fehler zu erhalten, die für die Einleitung der korrekten Maßnahmen (Abschalten des Aktuators, Anpassung des Eingangssignals usw.) notwendig sind. Zusätzlich wird die Identifikation zur Absicherung der Fehlerdetektion verwendet, wodurch die Robustheit

des FDD-Systems weiter gesteigert werden kann. Das vorgeschlagene FDD-System stützt sich zum Teil auf eine in der Literatur bewährte Struktur. Neben dem Residuengenerator trägt die Einführung der Residuenevaluierung und einer sorgfältig ausgelegten Entscheidungslogik zur Robustheit des Systems entscheidend bei. Im Hinblick auf die in Flugzeugen vorliegenden, knapp bemessenen Rechenressourcen werden, wie in Abbildung 5.2 dargestellt, der berechnungstechnisch weniger aufwendige Detektion- und Isolations- teil ständig ausgeführt, der Identifikationsteil hingegen lediglich bei erfolgter Detektion aktiviert. Ist die Identifikation abgeschlossen, kann der Identifikationsalgorithmus wieder abgeschaltet werden, sodass der Flugrechner nur minimal belastet werden muss. Die

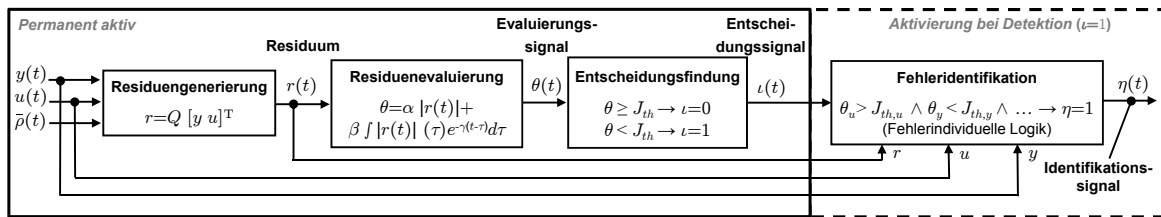


Abbildung 5.2: System zur Fehlerdetektion und -diagnose eines Fehlers

spezifische Auslegung der einzelnen Blöcke in Abbildung 5.2 für elektrohydraulische Flugzeugaktuatoren wird nachfolgend diskutiert. Ein Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Erarbeitung fortschrittlicher sowie verlässlicher Fehleridentifikationsansätze, die zum Teil noch nicht für die Identifikation von Fehlern bei Flugzeugen bzw. deren Aktuatoren eingesetzt worden sind. Zunächst aber werden neben der Herleitung eines adäquaten Residuengenerators die aktuatorspezifischen Evaluierungsaspekte sowie die relevanten Punkte der Entscheidungslogik erörtert.

### 5.1.1 Auslegung eines Residuengenerators für moderne Aktuatoren

#### Linearer Residuengenerator

In einem ersten Schritt wird zur Verdeutlichung der Vorgehensweise ein einfacher Residuengenerator, der auf einem linearen Modell erster Ordnung des Aktuators mit einem Eingang und einem Ausgang basiert, bestimmt. Da lediglich ein Ausgang am Aktuator zur Verfügung steht, gilt  $y = y_1$ . Für eine LTI Modellierung  $G_u(s)$  des Aktuatorverhaltens soll ein Residuengenerator der Form

$$\mathbf{r}(s) = Q(s) \begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

gefunden werden. Ein solcher Residuengenerator, der die Entkopplung des Eingangs vom Residuum sicherstellt, kann für die beschriebene Übertragungsfunktion stets intuitiv durch

$$Q(s) = M(s) \begin{bmatrix} 1 & -G_u(s) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

angegeben werden, wobei  $M(s)$  eine frei wählbare Matrix darstellt, mit der sich das dynamische Verhalten des Residuenfilters einstellen lässt. Um die Übertragungsdynamik vorgeben zu können, wird  $M(s) = G_u^{-1}(s)$  gewählt, sodass sich ein Residuenfilter der Form

$$Q(s) = \begin{bmatrix} G_u^{-1}(s) & -1 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

ergibt. Da der Filter im Falle einer verzögernden Übertragungsdynamik von  $G_u(s)$  auf Grund der Inversion nicht proper ist, wird zusätzlich die gewünschte Fehlerübertragungsdynamik  $G_{rf}(s)$  in  $M(s)$  berücksichtigt:

$$M(s) = G_{rf}(s)G_u^{-1}(s). \quad (5.4)$$

Für den Residuenfilter ergibt sich der Zusammenhang

$$Q(s) = \begin{bmatrix} G_u^{-1}(s)G_{rf}(s) & -G_{rf}(s) \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Die entsprechende Übertragungsfunktion eines am Aktuatoreingang auftretenden Fehlers  $\mathbf{f}(s)$  auf das Residuum  $\mathbf{r}(s)$  kann durch Substitution von  $\mathbf{y}(s) = G_u(s)(\mathbf{u}(s) + \mathbf{f}(s))$  in der Eingangs-/Ausgangsdarstellung (5.1) des Filters bestimmt werden:

$$R_f(s) = G_{rf}(s). \quad (5.6)$$

Für eine Implementierung ist es häufig von Vorteil, den Residuengenerator in der Zustandsraumdarstellung

$$\begin{aligned} \dot{x}_Q(t) &= A_Q x_Q(t) + B_Q \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \\ r(t) &= C_Q x_Q(t) + D_Q \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.7)$$

anzugeben. Nimmt man für die Aktuatorübertragungsdynamik ein lineares Modell erster Ordnung  $G_u(s) = \frac{k}{s+k}$  und für die gewünschte Übertragungsdynamik  $G_{rf}(s) = \frac{a}{s+a}$ , wobei  $a$  eine beliebige Zahl größer 0 ist, an, ergeben sich für den Detektor (5.5) die Zustandsraummatrizen

$$\begin{aligned} A_Q &= -a, \quad B_Q = \begin{bmatrix} a \left(1 - \frac{a}{k}\right) & -a \end{bmatrix}, \\ C_Q &= 1, \quad D_Q = \begin{bmatrix} \frac{a}{k} & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Solche linearen Residuenfilter sind speziell bei großen Parameterbereichen in vielen Fällen für den Einsatz in FDD-Systemen zu ungenau. Im Hinblick auf eine höhere Robustheit des FDD-Systems werden deshalb im nächsten Abschnitt die in Kapitel 2 hergeleiteten parameterabhängigen Approximationen erster Ordnung des Aktuatorverhaltens bei der Erzeugung der Residuengeneratoren genutzt.

### Quasi-LPV-Residuengenerator

Ein gegen Parametervariationen robusteres Residuum benötigt für seine Generierung einen Residuengenerator, der genau diese Variationen berücksichtigt. Für die Auslegung eines solchen Filters werden die Synthesemethoden nach [Var11a] und [VHO11] verwendet. Dieser Auslegung liegt die quasi-LPV-Modellbeschreibung der Aktuatordynamik

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -k(\rho)x + k(\rho)u \\ y &= x\end{aligned}\tag{5.9}$$

zugrunde. Für die folgende Betrachtung wird angenommen, dass der Parametervektor  $\rho$  konstant ist. I. Allg. muss man davon ausgehen, dass die Parameterabhängigkeit von (5.9) in die messbaren Parameter  $\bar{\rho}$  sowie in die nichtmessbaren Abhängigkeiten  $\tilde{\rho}$ , wie Messfehler oder Systemunsicherheiten, unterteilt wird. Der zu generierende Detektor soll die Form

$$\mathbf{r}(s) = Q(s, \bar{\rho}) \begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix}\tag{5.10}$$

besitzen und lediglich von den messbaren Parametern  $\bar{\rho}$  abhängen. Dies erfordert die Lösung des in Abschnitt 3.2 beschriebenen RFDPs. Nach [Var11a] kann dazu die Auslegung des Filters in zwei Schritten erfolgen. Im ersten Schritt wird angenommen, dass der Parametervektor  $\rho$  des quasi-LPV-Modells (5.9) vollständig und exakt messbar ist ( $\bar{\rho} = \rho$ ). In diesem Fall kann das RFDP exakt gelöst werden, sodass  $Q(s, \rho)G(s, \rho) = 0 \forall \rho$  gilt. Zieht man die Ergebnisse der linearen Auslegung heran und ersetzt  $G_u(s)$  in (5.5) durch die quasi-LPV-Übertragungsfunktion erster Ordnung

$$G_u(s, \rho) = \frac{k(\rho)}{s + k(\rho)},\tag{5.11}$$

liefert dies

$$Q(s, \rho) = G_{rf}(s) \begin{bmatrix} \frac{s + k(\rho)}{k(\rho)} & -1 \end{bmatrix}.\tag{5.12}$$

Auf Grund der durch die Signumfunktion induzierten Unstetigkeit im Koeffizienten  $k(\rho)$  des Aktuatormodells erweist es sich als sinnvoll,  $k(\rho)$  aus dem Nenner der Übertragungsfunktion zu kürzen, damit die Unstetigkeit nicht mehr direkt auf das Residuum einwirkt. Dazu wird (5.12) mit  $\frac{k(\rho)}{k_0}$  multipliziert, wobei  $k_0$  einen nominellen Wert von  $k(\rho)$  darstellt, sodass die Dynamik der Übertragungsfunktion beibehalten wird. Durch Einsetzen der oben definierten Übertragungsfunktion  $G_{rf}(s)$  ergibt sich schließlich für den Detektor die Form

$$Q(s, \rho) = \begin{bmatrix} \frac{a}{k_0} \frac{s + k(\rho)}{s + a} & -\frac{k(\rho)}{k_0} \frac{a}{s + a} \end{bmatrix}.\tag{5.13}$$

Die dazugehörige Übertragungsfunktion vom Fehler  $\mathbf{f}(s)$  zum Residuum  $\mathbf{r}(s)$  kann mit

$$R_f(s, \rho) = \frac{k(\rho)}{k_0} \frac{a}{s + a}\tag{5.14}$$

angegeben werden. Somit stellt das Residuum eine gefilterte Schätzung des Fehlers dar. Die entsprechende LPV-Zustandsraumdarstellung des Filters kann durch

$$\begin{aligned} \dot{x}_Q(t) &= A_Q x_Q(t) + B_Q(\rho) \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \\ r(t) &= C_Q x_Q(t) + D_Q(\rho) \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.15)$$

angegeben werden. Für den Detektor (5.13) ergeben sich für die Zustandsraummatrizen

$$\begin{aligned} A_Q &= -a, B_Q(\rho) = \frac{a}{k_0} \begin{bmatrix} k(\rho) - a & -k(\rho) \end{bmatrix}, \\ C_Q &= 1, D_Q = \begin{bmatrix} \frac{a}{k_0} & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Daraus ist ersichtlich, dass durch Normierung mit  $\frac{k(\rho)}{k_0}$  eine konstante Durchgangsmatrix  $D_Q$  vorliegt. Dies bringt einen großen Vorteil mit sich: Der direkte Durchgriff der Unstetigkeit (Signumfunktion) auf das Residuum kann verhindert werden.

An dieser Stelle sollen noch die nichtmessbaren Abhängigkeiten  $\tilde{\rho}$  berücksichtigt werden. In diesem zweiten Schritt der Auslegung wird dazu zur Lösung des RFDPs  $k(\rho) = k(\bar{\rho}, \tilde{\rho})$  durch die Approximation  $\bar{k}(\bar{\rho})$  ersetzt. Dieser Koeffizient kann z. B. durch Minimieren des Betrags des Fehlers  $|\delta| = |k(\bar{\rho}, \tilde{\rho}) - \bar{k}(\bar{\rho})|$  für alle Werte von  $\tilde{\rho}$  und  $\bar{\rho}$  bestimmt werden. Liegt schlussendlich  $\bar{k}(\bar{\rho})$  vor, ergibt sich für die Übertragungsfunktionen von  $\mathbf{u}(s)$  bzw.  $\mathbf{f}(s)$  auf  $\mathbf{r}(s)$

$$\begin{aligned} R_u(s, \rho) &= \frac{as\delta}{k_0(s+a)(s+\bar{k}(\bar{\rho})+\delta)} \\ R_f(s, \rho) &= \frac{a(s+\bar{k}(\bar{\rho}))(\bar{k}(\bar{\rho})+\delta)}{k_0(s+a)(s+\bar{k}(\bar{\rho})+\delta)}. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Sofern  $\delta$  entsprechend klein ist, kann eine adäquate Entkopplung der Eingangssignale vom Residuum zusammen mit der geforderten Erkennung der Fehler garantiert werden. Somit werden die Bedingungen des RFDPs (vgl. Abschnitt 3.2) erfüllt.

Es sei noch angemerkt, dass zur Erzeugung eines Residuengenerators in LPV-Form alternative Ansätze existieren. Bspw. lassen sich für konstante Werte von  $\rho = \rho_i$  mit  $i = 1, \dots, N$ ,  $N$  lineare Residuengeneratoren auslegen, die zu einem LPV-Modell zusammengefasst werden. Da dies jedoch wiederum eine Approximation zwischen den Stützstellen  $\rho_i$  erfordert, erweist sich die direkte Verwendung der LPV-Modelle des Aktuators im Vergleich dazu als sinnvollere Methode. Eine Beschreibung dieser und anderer alternativer Methoden zur Auslegung von LPV-Residuenfiltern bietet z. B. [Var11b].

### Nichtlinearer Residuengenerator

Da die Annahme, der Parametervektor  $\rho$  des LPV-Modells (5.9) sei konstant, nicht immer gilt, muss für eine adäquate Darstellung des Residuenfilters in den Zeitbereich übergegangen werden. (5.16) eingesetzt in (5.15) liefert das Zustandsraummodell

$$\begin{aligned}\dot{x}_Q(t) &= -ax_Q(t) + \frac{a}{k_0} \begin{bmatrix} k(\rho) - a & k(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \\ r(t) &= x_Q(t) + \frac{a}{k_0} y(t).\end{aligned}\tag{5.18}$$

Die Übertragungsdynamik des Fehlers auf das Residuum im Zeitbereich erfordert einige mathematische Umformungen. Das Ausmultiplizieren und Umformen der Gleichung (5.18) liefert

$$\begin{aligned}\dot{x}_Q &= -ax_Q + \frac{a}{k_0} k(\rho)(y - u) - \frac{a^2}{k_0} y \\ r &= x_Q + \frac{a}{k_0} y.\end{aligned}\tag{5.19}$$

Zur Vereinfachung wird im Folgenden die Abhängigkeit der Signale von der Zeit nicht mehr explizit angeführt. Mit der Annahme eines additiven Fehlers am Eingang ergibt sich die Modellgleichung (5.9) zu

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -k(\rho)(x - u) + k(\rho)f \\ y &= x\end{aligned}\tag{5.20}$$

und lässt sich zu

$$k(\rho)(y - u) = k(\rho)f - \dot{x}\tag{5.21}$$

umformen. Wird dieser Ausdruck in (5.19) eingesetzt, liefert dies

$$\begin{aligned}\dot{x}_Q &= -ax_Q - \frac{a}{k_0} \dot{x} - \frac{a^2}{k_0} x + \frac{ak(\rho)}{k_0} f \\ r &= x_Q + \frac{a}{k_0} x.\end{aligned}\tag{5.22}$$

Nach dem Sortieren der Ausdrücke entsprechend

$$\begin{aligned}\underbrace{\dot{x}_Q + \frac{a}{k_0} \dot{x}}_{\dot{x}_Q^*} &= -a \underbrace{\left( x_Q - \frac{a}{k_0} x \right)}_{x_Q^*} + \frac{ak(\bar{\rho})}{k_0} f \\ r &= x_Q + \underbrace{\frac{a}{k_0} x}_{x_Q^*},\end{aligned}\tag{5.23}$$

gelangt man schließlich zu dem Modell

$$\begin{aligned}\dot{x}_Q^* &= -ax_Q^* + \frac{ak(\bar{\rho})}{k_0}f \\ r &= x_Q^*.\end{aligned}\tag{5.24}$$

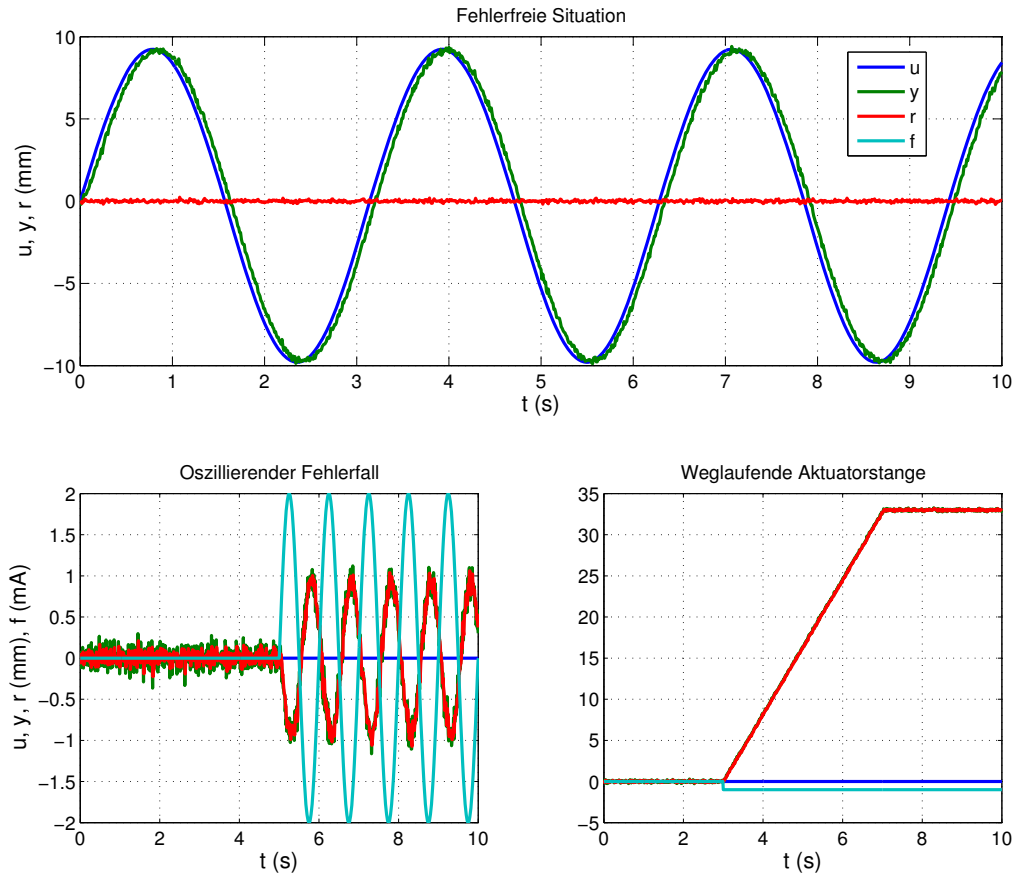
Diese Beschreibung gilt nicht nur für LPV-Approximationen des Modellkoeffizienten, sondern auch für nichtlineare Darstellungen. Dementsprechend können durch Einsetzen der unterschiedlichen Approximationen des Modellkoeffizienten, die in Kapitel 2 vorgestellt worden sind, Residuenfilter mit unterschiedlichen Eigenschaften generiert werden. Je nach zu detektierendem Fehlerfall kann eine unterschiedliche Genauigkeit des Aktuatorsmodells notwendig sein. Verschiedene Aspekte des Fehlers spielen bei der Wahl des Modells, welches dem Residuengenerator zugrunde liegt, eine Rolle: Während amplitudenmäßig große Fehler u. U. hohe Grenzwerte in der Entscheidungsfindung erlauben, müssen bei kleinen Fehleramplituden kleinere Grenzwerte eingesetzt werden, was zugleich genauere Modelle erfordert. Nicht außer Acht gelassen werden dürfen dabei die Anforderungen an die erlaubten Detektionszeiten, die bei kritischen Systemen üblicherweise hoch sind und dadurch ebenfalls die Wahl genauerer Modelle erfordern. Auch andere Umstände, wie z. B. die zur Verfügung stehenden Rechenressourcen, müssen in die Betrachtung einbezogen werden. Somit empfiehlt es sich, vor der Wahl des Modells die vorliegenden Randbedingungen einer genauen Analyse zu unterziehen. Nur so kann am Ende das richtige Modell als Basis für das FDD-System gewählt werden.

Als Beispiel für den Einsatz der LPV-Beschreibung des Aktuators zeigt Abbildung 5.3 die Simulationsergebnisse eines nichtlinearen Aktuatorsmodells und dem dazugehörigen LPV-Residuengenerator: Im oberen Diagramm sind die Zeitverläufe des Aktuator-Eingangs- und Ausgangssignals sowie des Residuums im fehlerfreien Fall dargestellt. Sichtbar dabei ist, dass das Residuum vom Eingang entkoppelt ist und lediglich das Sensorrauschen auf dieses Residuum einwirkt. Die beiden unteren Diagramme zeigen die Signalverläufe bei zwei unterschiedlichen Fehlerfällen. Dabei ist zusätzlich zu den im oberen Diagramm gezeigten Signalen das eigentliche Fehlersignal  $f$  dargestellt. Im linken unteren Diagramm wird ein oszillatorischer Fehlerstrom zum Steuersignal  $I_c$  addiert, welcher im Ausgangs- sowie im Residuensignal als um  $-180^\circ$  phasenverschobene Schwingung sichtbar wird. Rechts ist der Fehlerfall einer weglaufenden Aktuatorstange dargestellt. Dazu wird ein konstanter Fehlerstrom am Eingang des Steuerventils induziert, sodass die Aktuatorstange bis in die physikalische Sättigung bei etwa 60mm läuft. Das Residuensignal  $r(t)$  folgt dem fehlerhaften Ausgangssignal  $y(t)$  in beiden Fehlerfällen derart genau, dass die beiden Signale jeweils kaum zu unterscheiden sind.

### 5.1.2 Residuenevaluierung und Entscheidungslogik

Zur Residuenevaluierung werden die Filter zur Erzeugung des Evaluierungssignals  $\theta(t)$  verwendet, wie sie in den Abschnitten 3.3 beschrieben sind. Je nach Problemstellung können die freien Parameter  $\phi$  der Filter mit Hilfe der in Kapitel 4 definierten Methoden optimiert werden. Da es sich bei Vorliegen eines Eingangs- und eines Ausgangssignals





**Abbildung 5.3:** Zeitverläufe von Eingangs-, Ausgangs-, Residuen- und Fehlersignal im fehlerfreien Fall sowie bei Auftreten zweier Fehlerfälle

am Aktuator um eine reine Fehlerdetektionsaufgabe handelt und dazu ein Residuengenerator mit skalarem Ausgang verwendet werden kann, beschränkt sich die Aufgabe der Entscheidungslogik auf den Vergleich eines Evaluierungssignals  $\theta(t)$  mit dem Grenzwert  $J_{th}$  entsprechend

$$\iota(t) = \begin{cases} 0, & \text{wenn } \theta(t) < J_{th} \\ 1 & \text{andernfalls.} \end{cases} \quad (5.25)$$

Für die Evaluierung des Residuums wird der Narendra-Filter

$$\theta(t) = \alpha r^2(t) + \beta \int_0^t e^{-\gamma(t-\tau)} r^2(\tau) d\tau \quad (5.26)$$

verwendet. Wie wichtig die optimale Einstellung der Evaluierungsparameter ist, zeigt das Beispiel in Abbildung 5.4: In der ersten Zeile der Darstellung sind die Ausgangssignale zweier Narendra-Filter mit unterschiedlichen Parametereinstellungen in einer fehlerfreien

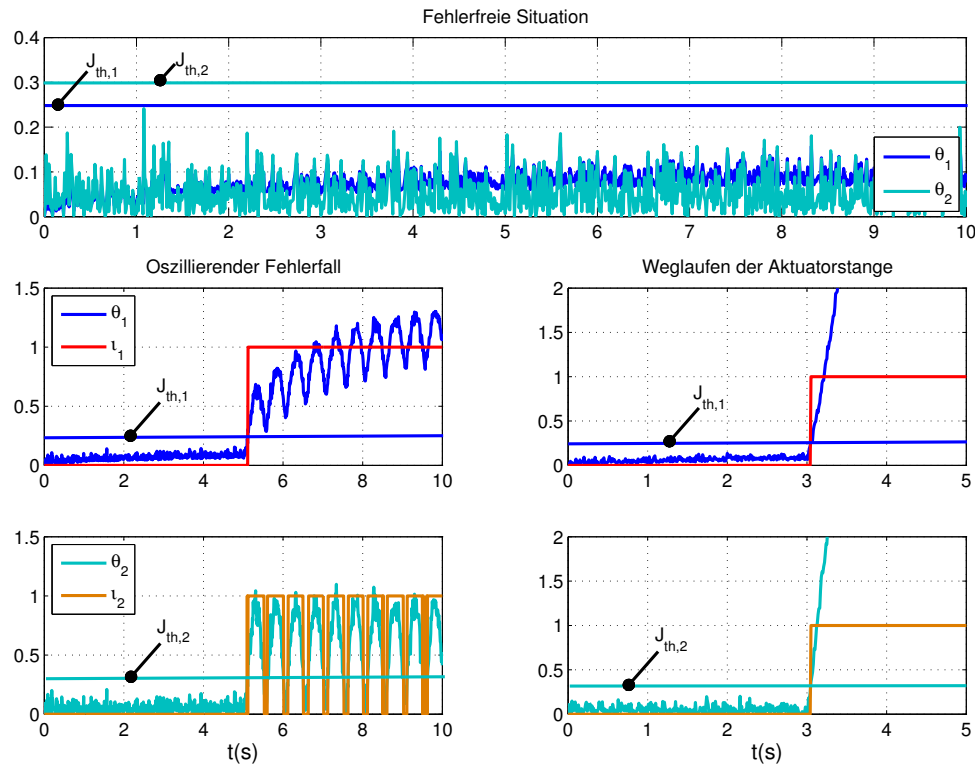
Situation dargestellt. Während im ersten Beispiel mittels der Parameterwerte  $\alpha_1 = 0.5$ ,  $\beta_1 = 0.75$  und  $\gamma_1 = 0.5$  die Vergangenheitswerte des Residuums im Evaluierungssignal  $\theta_1(t)$  entsprechend gewichtet sind, wird mittels der Parameter  $\alpha_2 = 1$  und  $\beta_2 = 0$  der Fokus im Evaluierungssignal  $\theta_2(t)$  lediglich auf die momentanen Werte des Residuums gelegt. Hierbei zeigt sich deutlich, dass bei vorhandenem Sensorrauschen der Integrationsanteil des Narendra-Filters Vorteile aufweist. Durch die zeitliche Integration des Residuums kann der Einfluss einzelner sprunghafter Anstiege gemindert und Fehlalarme vermieden werden. Die beiden Grenzwerte  $J_{th,1}$  und  $J_{th,2}$  wurden dabei mit entsprechendem Abstand zum jeweiligen Maximalwert der Evaluierungssignale in der fehlerfreien Situation gewählt.

Die beiden unteren Diagramme auf der linken Seite der Abbildung zeigen die Detektion des oszillatorischen Fehlerfalls aus Abbildung 5.3 mittels der Evaluierungssignale  $\theta_1(t)$  und  $\theta_2(t)$ . Dabei wird deutlich, dass durch die falsche Wahl der Werte für die Parameter bei oszillatorischen Fehlerfällen Probleme hinsichtlich der Detektion auftreten können. Während im unteren Bild die Detektion nicht auf einem Wert von eins gehalten werden kann, sondern das Entscheidungssignal  $\iota_2$  immer wieder zwischen null und eins hin und her wechselt, gelingt es mittels des ersten Parametersatzes einwandfrei, ein konstantes Entscheidungssignal  $\iota_1 = 1$  zu erzeugen. Hingegen sind die Werte der Parameter im Falle sehr dominanter Fehler für Geschwindigkeit und Kontinuität der Detektion nicht entscheidend, was das Beispiel der weglaufenden Aktuatorstange in den beiden Diagrammen der rechten Spalte von 5.4 deutlich zeigt. Die Evaluierungsparameter können in diesen Fällen primär zur Optimierung der Detektionszeiten herangezogen werden.

Zusammenfassend kann somit festgestellt werden, dass die eigentliche Fehlercharakteristik und vor allem die zu detektierende Fehleramplitude einen wesentlichen Einfluss auf die Wahl der Evaluierungsparameter besitzt. Speziell bei kleinen Fehleramplituden ist eine entsprechende Gewichtung des Integralanteils unerlässlich, um sie von Störsignalen abgrenzen zu können. Bei großen Fehleramplituden hingegen können die freien Evaluierungsparameter vorwiegend für die Optimierung der Detektionszeiten genutzt werden. Für die Berechnung des Integrals zeigt dabei in der Praxis der Narendra-Filter entscheidende Vorteile gegenüber dem Filter mit einem beschränkten Zeitfenster (3.45), weswegen er in der vorliegenden Arbeit primär eingesetzt wird. Während beim Narendra-Filter ältere Werte mit einer Abklingfunktion entsprechend gewichtet werden, sind die Nachteile des Filters mit einem beschränkten Zeitfenster in der Speicherung der einzelnen Signalwerte und deren Subtraktion zur Berechnung des momentanen Evaluierungswerts begründet. Dadurch werden mathematische Operationen mit wertemäßig großen Zahlen notwendig, was in Bezug auf genauere Berechnungen auf Grund der Begrenztheit der zur Verfügung stehenden Zahlenstellen einen weiteren Nachteil darstellt.

### 5.1.3 Signalbasierte Fehleridentifikation

Die Identifikation der Aktuatorfehler ist ein wesentlicher Bestandteil der Struktur des vorgeschlagenen FDD-Systems, weil zum einen die Informationen aus dem Identifikationsprozess entscheidend für die zu tätigen Gegenmaßnahmen sind, zum anderen die eigentliche Detektion des Fehlers bestätigt werden kann. In Tabelle 5.1 sind dazu die



**Abbildung 5.4:** Zeitverläufe der Evaluierungssignale zweier Evaluierungsfunktionen mit unterschiedlichen Parameterwerten

unterschiedlichen Fehlerklassen und die möglichen Folgemaßnahmen aufgelistet, die sich an den heutigen Maßnahmen in modernen Verkehrsflugzeugen orientiert. Diese Tabelle enthält einige prinzipielle Überlegungen und erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie soll lediglich zeigen, warum eine Unterscheidung zwischen den einzelnen Fehlerklassen notwendig ist. Die Begründung für die möglichen Maßnahmen lassen sich aus den diskutierten Ursachen der Fehler ableiten (vgl. Kapitel 2.3) und werden jeweils im Zuge der Identifikationsansätze der Fehler kurz diskutiert. Weitergehende Möglichkeiten der Rekonfiguration stellen unter anderem die Kompensation der identifizierten Fehlersignale sowie die veränderte Verteilung der notwendigen Steuermomente dar [CW88].

Nachfolgend werden relevante Identifikationsaspekte der einzelnen Aktuatorfehler betrachtet. Dazu müssen die genauen Charakteristiken der Fehler erörtert werden. Die Identifikationsmethodik für die einzelnen Fehler berücksichtigt dabei keine Einflüsse anderer Fehler. Dies bietet die Möglichkeit, einfache Identifikationsalgorithmen für einen bestimmten Fehler implementieren zu können, sofern das Auftreten anderer Fehler ausgeschlossen werden kann. Zudem wird der modulare Aufbau des FDD-Systems unterstützt. Da diese Annahme jedoch nicht immer Gültigkeit hat, wird in Abschnitt 5.1.4 ein erweitertes System mit mehreren Evaluierungs- und Identifikationskanälen präsentiert.

Fehler	Mögliche Maßnahme
Unkontrolliertes Aktuatorverhalten	Abschalten des Aktuators
Festklemmen	Entsprechende Warnung an den Piloten
Oszillatorischer Fehlerfall	Abschalten des Aktuators
Effizienzverlust	Abschalten bei Leckage, informieren des Piloten bei Beschädigung der Steuerfläche
Sensorfehler	Umschalten auf redundanten oder virtuellen Sensor

**Tabelle 5.1:** Mögliche Gegenmaßnahmen bei unterschiedlichen Fehlerfällen

Dabei werden die zusätzlich notwendigen Bedingungen zur Differenzierung der einzelnen Fehlerklassen erarbeitet.

### Unkontrolliertes Weglaufen (Unkontrolliertes Aktuatorverhalten)

Auf Grund der Zunahme des Stellausschlags wird das auf die Flugzeugdynamik einwirkende Störmoment gesteigert, was zu sicherheitskritischen Situationen durch die Destabilisierung der Flugzeugdynamik führen kann. Folglich ist in jedem Fall eine rasche Detektion und Identifikation dieses Fehlerfalls wünschenswert. In der vorliegenden Arbeit werden Raten der Steuerfläche bis zu  $\pm 50^\circ/\text{s}$  betrachtet, weil dies in etwa den physikalisch möglichen Bereich der Laufgeschwindigkeiten von Aktuatoren moderner Verkehrsflugzeuge abdeckt. Dieser Wertebereich bedeutet, dass ein relativ großes Spektrum unterschiedlicher Geschwindigkeiten zu detektieren ist. Hohe Weglaufgeschwindigkeiten sind i. Allg. leichter zu detektieren als langsame, jedoch müssen diese auch schneller erkannt werden, weil das durch den Fehler hervorgerufene Moment die Flugzeugdynamik ebenso schnell negativ beeinflusst. Betrachtet man die Signale eines weglaufernden Aktuators, sticht die Dominanz der Wirkung des Fehlers im Ausgangssignal ins Auge. Das Verhalten des Ausgangs charakterisiert sich durch eine große Varianz und mit zunehmendem Verlauf des Fehlers auch durch große Amplituden.

In der Literatur wird häufig angenommen, die zeitliche Ableitung des Ausgangssignals sei entsprechend klein und die Weglaufrate konstant (z. B. [Zol+11]). Diese stellt sich z. B. bei einem festklemmenden Steuerventil ein. Demnach ließe sich z. B. eine Identifikationsbedingung über die Varianz der zeitlichen Ableitung definieren. Eine konstante Rate ist jedoch in Wirklichkeit nicht immer realistisch: Tritt z. B. ein Fehlerstrom auf, der zu einem Weglaufen des Steuerventils führt, steigt der Volumenstrom über das Steuerventil bis zu seinem Maximalwert an. Ein ansteigender Volumenstrom bedeutet zugleich eine ansteigende, demnach nichtkonstante Weglaufrate der Aktuatorstange. Ebenso liefert oszillierendes Steuerventil nichtkonstante Weglaufraten, wodurch i. Allg. nicht von einer konstanten Weglaufrate ausgegangen werden darf.

Um eine entsprechende Identifikationslogik angeben zu können, müssen andere relevante Aspekte der Fehlercharakteristik beachtet werden. Die prinzipielle Frage, die sich dabei

stellt, ist jene, wie sich ein unkontrolliertes Weglaufen von anderen Fehlern unterscheiden lässt. Betrachtet man z. B. den oszillatorischen Fehlerfall (OFC) genauer, besitzt dieser zu Beginn dieselben Eigenschaften wie ein unkontrolliertes Weglaufen. Dabei sind ebenso wie beim Weglaufen der Aktuatorstange vor allem große, ungewollte Stellausschläge problematisch. Folglich ist weniger die exakte Rate und Form der fehlerhaften Bewegung der Steuerfläche, sondern vielmehr die erreichte Fehleramplitude von Relevanz. Deshalb bietet es sich für diesen Fehlerfall an, anstatt der klassischen Bezeichnung *unkontrolliertes Weglaufes* den Terminus *unkontrolliertes Aktuatorverhalten* zu verwenden und damit Situationen zu beschreiben, bei denen es durch amplitudenmäßig große, ungewollte Bewegungen des Aktuators zur Einleitung eines unerwünschten sowie großen Moments in die Flugzeugdynamik kommt. Mathematisch kann dies durch den Betrag der eigentlichen Abweichung vom Sollwert, d. h. durch das ungefilterte Residuum  $|r(t)|$ , erfasst werden. Alle Fehler über einem bestimmten Fehlerwert  $|r(t)| > J_{th,r}$ , bei denen sich zudem das Ausgangssignal entsprechend verändert, werden folglich als unkontrolliertes Aktuatorverhalten identifiziert. Fehleramplituden unter dem definierten Grenzwert, wie z. B. OFCs mit kleinen Amplituden, bei denen eine gezielte Rekonfiguration erfolgen kann, werden in dieser Weise von großen Fehleramplituden, bei denen der Aktuator ohnehin rasch abgeschaltet werden muss, abgegrenzt. Demnach ergibt sich für die Identifikation des unkontrollierten Aktuatorverhaltens folgende logische Bedingung:

$$\eta_L = \begin{cases} 1, & \text{wenn } (\theta > J_{th}) \wedge \left\{ \left( (|\bar{y}| > J_{th,\bar{y}}) \wedge (|r(t)| \geq J_{th,r}) \right) \vee (|y(t)| \geq J_{th,y_{max}}) \right\} \\ 0 & \text{andernfalls.} \end{cases} \quad (5.27)$$

Diese Logik berücksichtigt die Forderung nach einem entsprechend hohen Mittelwert der Weglaufrate  $\bar{y}$ , der rekursiv für einen definierten Zeitabschnitt nach erfolgter Detektion durch

$$\bar{y}(t_i) \approx \left| \frac{y(t_i) - y(t_d)}{t_i - t_d} \right| \quad (5.28)$$

berechnet werden kann, wobei  $t_i = t_d + iT_s, i = 1, 2, \dots$ , gilt und  $t_d$  den Zeitpunkt der Detektion darstellt. Sollen hohe Fehlerraten schnell identifiziert werden, d. h. muss  $\bar{y}(t_i)$  direkt nach der Detektion für  $i = 1$  mit seinem Grenzwert verglichen werden und liegen zugleich Störungen am Ausgangssignal vor, was in der Regel der Fall ist, muss der Grenzwert  $J_{th,\bar{y}}$  entsprechend hoch gewählt werden, damit die Störungen bei Nichtvorhandensein dieses Fehlers nicht als solcher identifiziert werden. Dies hat zwar keinen negativen Einfluss auf die Identifikation hoher Raten, kann aber für geringere Raten zu Problemen führen. Daher wird ein zeitabhängiger Grenzwert durch

$$J_{th,\bar{y}} = \max \left\{ \frac{\Delta n_{max}}{T_s N_{t_i}}; c \right\} \quad (5.29)$$

definiert, wobei  $N_{t_i} = (t - t_d)/T_s$  die Anzahl der vergangenen Abtastpunkte nach erfolgter Detektion und  $\Delta n_{max}$  die maximal mögliche Änderung des stochastischen Störsignals

während eines Zeitschrittes  $T_s$  darstellt. Der Parameter  $c$  definiert hierbei die minimale zu identifizierende Rate. Diese Form des Grenzwerts nutzt den Umstand aus, dass für langsamere Weglaufraten i. Allg. mehr Zeit für die Identifikation zur Verfügung steht und bei einer entsprechend vergangenen Zeit nach der Detektion die berechnete Rate nach (5.28) der reinen Störeinflüsse sinkt.

Ein Weglaufen der Aktuatorstange führt irgendwann unweigerlich dazu, dass die physikalische Sättigung erreicht wird. Da in dieser Position die benötigte Rate für eine Identifikation als unkontrolliertes Aktuatorverhalten nicht mehr vorliegt, wird dieser Fall gesondert in der Logik (5.27) berücksichtigt. An die Stelle der Bedingung in Bezug auf die Rate des Ausgangssignals tritt die Bedingung  $|y(t)| \geq J_{th,y_{max}}$  für das Erreichen des maximalen Ausschlags.

Da die Ursachen des Fehlerfalls häufig mit einer falschen Ansteuerung innerhalb des Aktuators zusammenhängen, bieten sich als Gegenmaßnahme das Abschalten des Aktuators und die Trennung vom Strom- und Hydraulikkreis an, um das Problem in den Griff zu bekommen.

Um die erarbeitete Logik zu veranschaulichen, sind in den Abbildungen 5.6 sowie 5.7 die relevanten Detektions- sowie Identifikationssignale für drei unterschiedliche Fehlerfälle dargestellt. Das erste Diagramm in Abbildung 5.6 zeigt dazu das Eingangs- sowie das Ausgangssignal für die drei unterschiedlichen Fehlerfälle. Um die Wirkungsweise des Fehlers an der Steuerfläche zu veranschaulichen, sind die jeweiligen Messsignale und die Residuensignale mit  $k_f$  skaliert, welches die Umrechnung von der Position der Aktuatorstange in den Ausschlag der Steuerfläche darstellt. In den Beispielen entspricht eine Verschiebung der Aktuatorstange von 3.6mm einem Ausschlag der Steuerfläche von etwa  $2^\circ$ .

Der erste Fehlerfall, dargestellt in blau, hat als Ursache einen mit der Zeit ansteigenden, substituierend wirkenden Fehlerstrom am Eingang des Steuerventils. Durch die Auftrennung des Regelkreises liegt ein Integralverhalten zweiten Grades des Aktuators vor, was zu einem in etwa quadratisch ansteigenden Ausgangssignal  $y_1(t)$  führt, bis die Sättigung der Steuerfläche bei ca.  $18^\circ$  erreicht wird. Der zweite Fehlerfall, dargestellt in grün, ist ein Festklemmen des Steuerventils, bei dem die Weglaufrate des Ausgangssignals in etwa konstant ist. Der dritte Fehler, dargestellt in rot, wird durch ein fehlerhaftes Verhalten des Steuerventils verursacht, welches um eine fixe Position schwingt und keine Kommandoeingänge mehr umsetzen kann. In allen drei Fällen gelingt eine rasche Detektion, wie im unteren Diagramm der Abbildung 5.6 ersichtlich ist, wobei beim ersten Fehlerfall eine Verzögerung auftritt, weil die anfängliche Weglaufgeschwindigkeit relativ gering ist. Die Werte der Parameter des Evaluierungsfilters werden dabei aus Abschnitt 5.1.2 übernommen ( $\alpha_2, \beta_2, J_{th,2}$ ). Auf Grund der Nichtberücksichtigung des Integralterms des Narendra-Filters kann speziell bei langsamen Weglaufgeschwindigkeiten das Detektionssignal  $\iota_{f1}$  anfänglich nicht kontinuierlich auf einem Wert von 1 gehalten werden. Die eigentliche Identifikation der Fehler gelingt für alle Fehlerfälle einwandfrei. Durch die höhere Weglaufgeschwindigkeit werden die Fehler zwei und drei bereits kurz nach der Detektion identifiziert, was anhand der Identifikationssignale im dritten Diagramm der Abbildung 5.7 ersichtlich ist. Im Detail liegt diese rasche Identifikation darin begründet, dass sowohl die gemittelte Rate  $|\bar{y}|$  des Ausgangssignals als auch die Amplitude  $|r(t)|$

des Residuums (siehe erstes Diagramm in Abbildung 5.7) ihren jeweiligen Grenzwert ( $J_{th,\bar{y}} = 3.6\text{mm/s}$ ,  $J_{th,r} = 3.6\text{mm}$ ) rasch übersteigt. In allen drei Fällen erreicht die Stellposition nach kurzer Zeit die Sättigung, was im mittleren Diagramm der Abbildung 5.7 verdeutlicht wird. Wie in der Definition der Identifikationslogik (5.27) definiert, wird dann vom Aktuatorausgang anstelle der Bedingung der Rate jene in Bezug auf den Maximalwert wirksam.

### Festklemmen des Aktuators

Bei Festklemmen des Aktuators wird in die Flugzeugdynamik durch die mit dem Aktuator verbundene Steuerfläche ein Störmoment eingeleitet. Während solche Fehlerfälle bei sekundären Steuerflächen zu Effekten wie einem erhöhten Treibstoffverbrauch führen können, kann eine festklemmende primäre Steuerfläche entscheidende Probleme bei der Steuerung des Flugzeugs hervorrufen.

Bei dieser Fehlersituation muss neben dem Fall des in einer beliebigen Position klemmenden Aktuators auch der Spezialfall des Festklemmens in der Null- bzw. Trimmposition betrachtet werden. Das Auftreten des Festklemmens in der Trimmposition ist wahrscheinlicher als ein Festklemmen in einer beliebigen Position, weil sich Verkehrsflugzeuge die meiste Flugzeit im Reiseflug befinden. In diesem Flugzustand befinden sich, sofern keine Störungen kompensiert werden müssen, alle Steuerflächen in ihrer jeweiligen Trimmposition. Das Festklemmen in einer allgemeinen Position hingegen setzt ein gleichzeitiges Manövrieren des Flugzeugs voraus. Ein Festklemmen in der Trimmposition ist dadurch charakterisiert, dass bei einer beliebigen Abweichung  $\delta u$  des Eingangssignals  $u$  von dessen Trimmwert  $u_0$  das Ausgangssignal  $y$  auf dessen Trimmwert  $y_0$  verharrt und folglich  $y = y_0 \forall u$  gilt. Dieser Umstand kann zur Identifikation des Festklemmens im Trimpunkt genutzt werden. Dazu wird der auch für die Berechnung der approximierten Signalenergie der Residuen eingesetzte Narendra-Filter (5.26) verwendet und auf das Ein- und Ausgangssignal des Aktuators angewendet. Die beiden Filter können durch

$$\begin{aligned}\theta_{\delta u}(t) &= \alpha_{\delta u} \delta u^2(t) + \beta_{\delta u} \int_0^t e^{-\gamma_{\delta u}(t-\tau)} \delta u^2(\tau) d\tau \\ \theta_{\delta y}(t) &= \alpha_{\delta y} \delta y^2(t) + \beta_{\delta y} \int_0^t e^{-\gamma_{\delta y}(t-\tau)} \delta y^2(\tau) d\tau\end{aligned}\tag{5.30}$$

angegeben werden. Bei der Einstellung der Parameter  $\alpha_{\delta u}, \beta_{\delta u}, \gamma_{\delta u}$  bzw.  $\alpha_{\delta y}, \beta_{\delta y}, \gamma_{\delta y}$  und der Wahl der Grenzwerte  $J_{th,\delta u}$  bzw.  $J_{th,\delta y}$  muss die Kausalität zwischen der Dynamik des Ein- und Ausgangssignals beibehalten werden. Unter Berücksichtigung dieser Randbedingung ermöglichen die freien Parameter auch die Einstellung einer zeitoptimalen Identifikation des Fehlers. In Kombination mit der Detektionsbedingung  $\theta > J_{th}$  kann die erforderliche Bedingung für eine Identifikation des Festklemmens des Aktuators in der Trimmposition durch

$$\eta_{K,0} = \begin{cases} 1, & \text{wenn } (\theta_r > J_{th,r}) \wedge (\theta_{\delta u} > J_{th,\delta u}) \wedge (\theta_{\delta y} < J_{th,\delta y}) \\ 0 & \text{andernfalls} \end{cases}\tag{5.31}$$

angegeben werden. Man beachte, dass für einige Steuerflächen (z. B. dem Höhenruder) für ein im Trimpunkt befindliches Flugzeug  $u_0 = 0$  sowie  $y_0 = 0$  gilt und dadurch die Vereinfachungen  $\delta y = y$  bzw.  $\delta u = u$  angewendet werden können. Dementsprechend können ebenso die Vereinfachungen  $\theta_{\delta y}(t) = \theta_y(t)$  und  $\theta_{\delta u}(t) = \theta_u(t)$  bei der Schreibweise der Signale verwendet werden. Die Identifikation der genauen Position des Festklemmens in der Trimmposition ist implizit durch die Bedingungen in (5.31) und  $y_0$  gegeben, weil bei deren Erfüllung eben genau die Position  $y_0$  als identifiziert gilt. Die Abbildungen 5.8 und 5.9 zeigen die relevanten Signalverläufe eines festklemmenden Aktuators am Höhenruder während eines Flugmanövers. Dabei tritt der Fehler bereits während des Geradeausflugs ( $u = 0, y = 0$ ) zum Zeitpunkt  $t_f$  auf. Als Werte für die Evaluierungsparameter und den Grenzwert wurden jene aus Abschnitt 5.1.2 ( $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1, J_{th,1}$ ) benutzt. Erst bei Einleiten des Manövers und Vorhandensein des entsprechenden Eingangs  $u$  gelingt es, zum Zeitpunkt  $t_d$  den Fehler zu detektieren (Abbildung 5.8) und kurz darauf zum Zeitpunkt  $t_{id}$  entsprechend den Bedingungen in (5.31) zu identifizieren (Abbildung 5.9). Auf Grund dessen, dass die Berechnung der Identifikationsparameter ( $\theta_u, \theta_y$ ) eine relativ geringe Rechenkomplexität aufweist, kann diese während der gesamten Flugzeit fortlaufend durchgeführt werden, was zu einer Senkung der Identifikationszeit beiträgt.

Ein Festklemmen in einer allgemeinen Position während eines Manövers charakterisiert sich dadurch, dass bei einem beliebigen Eingangssignal am Aktuator das Ausgangssignal in etwa konstant ist. Ob das Ausgangssignal konstant ist, lässt sich mit Hilfe der Varianz überprüfen. Die Berechnung der Varianz erfolgt durch die rekursive Berechnung, die in Abschnitt 3.5.1 vorgestellt worden ist, für  $N$  Simulationspunkte, sodass die individuelle Speicherung der  $N$  Punkte umgangen werden kann. Für ein beliebiges Zeitsignal  $v$  gelte für die nachfolgende Berechnung  $v_1 = v(t_d + T_s)$ ,  $v_N = v(t_d + NT_s)$  sowie  $v_k = v(t_d + kT_s)$ , wobei  $t_d$  den Detektionszeitpunkt darstellt. Die Berechnung der Varianz startet mit den Initialisierungen  $m_1 = v_1$  bzw.  $M_1 = 0$  und berechnet rekursiv

$$\begin{aligned} m_k &= m_{k-1} + (v_k - m_{k-1})/k \\ M_k &= M_{k-1} + (v_k - m_{k-1})(v_k - m_k) \end{aligned} \quad (5.32)$$

für  $k = 2, \dots, N$ . Die Festklemmposition des Aktuators lässt sich durch Substitution von  $v = y$  in (5.32) und durch  $y_{k,c} = m_N$  bestimmen. Die Varianz  $\sigma_y$  des Ausgangs kann letztlich durch

$$\sigma_y^2 = M_N / (N - 1) \quad (5.33)$$

berechnet werden. Typische Werte für die Abtastzeit sind dabei  $T_s = 0.01s \div 0.1s$ . Die Anzahl  $N$  an Datenpunkten liegt üblicherweise in einem Bereich von  $[50, 500]$ . Ist die Varianz des Ausgangssignals bei vorhandener Abweichung zwischen Ein- und Ausgangssignal ( $\theta \neq 0$ ) gleich null bzw. ausreichend klein, gilt ein festklemmender Aktuator als identifiziert. Folglich wird die Bedingung in Bezug auf  $\theta_y$  in (5.31) durch die entsprechende Varianzbedingung ersetzt:

$$\eta_{K,c} = \begin{cases} 1, & \text{wenn } (\theta > J_{th}) \wedge (\sigma_y < J_{th,\sigma_y}) \\ 0 & \text{andernfalls.} \end{cases} \quad (5.34)$$



An dieser Stelle sind noch die möglichen Gegenmaßnahmen zu diskutieren. Das Festklemmen durch einen mechanischen Schaden des Aktuators ist äußerst unwahrscheinlich, weil das Auftreten eines solchen Falls im Zertifizierungsprozess kategorisch ausgeschlossen werden muss. Bei einer mechanischen Verwindung des Aktuators ist seine Abschaltung und die Trennung vom Hydraulikkreis nutzlos, weil die mechanische Verwindung dadurch nicht gelöst werden kann. Die einzige Möglichkeit bleibt in diesem Fall, dem Piloten möglichst viele und genaue Informationen über das vorliegende Problem und dem Flugregler entsprechende Daten zu liefern, um den Fehlerfall durch andere Steuerflächen kompensieren zu können. Bei einer fehlerhaften Funktion des Aktuatorensystems, bei dem fälschlicherweise der zweite Aktuator auch in den aktiven Modus geschaltet wird, kann das Abschalten des Aktuators hingegen die Einleitung eines unerwünschten Moments in die Flugzeugdynamik verhindern.

Die Abbildungen 5.10 zeigt im ersten Diagramm die Signalverläufe eines festklemmenden Aktuators am Höhenruder bei etwa 1mm Ausschlag der Aktuatorstange während desselben Flugmanövers, welches zuvor für den Fall des Festklemmens in der Nullposition präsentiert wurde. Im Gegensatz dazu wird im vorliegenden Fall jedoch das Flugmanöver eingeleitet, bevor der Fehler auftritt, sodass vor dem Zeitpunkt  $t_f$  das Ausgangssignal  $y$  dem Eingangssignal  $u$  folgen kann. Ab dem Zeitpunkt  $t_f$  bleibt die Position des Aktuators konstant und das Ausgangssignal wird lediglich vom Sensorrauschen beeinflusst. Auf Grund dessen, dass sich das Kommandosignal  $u$  infolge rasch ändert, steigt das Residuum an, wodurch eine zeitnahe Detektion des Fehlers gelingt, was im zweiten Diagramm der Abbildung 5.10 ersichtlich ist. Wegen der höheren Rechenlast, die die Berechnung der Varianz erzeugt, wird sie erst nach erfolgter Detektion aktiviert. Dies hat zudem den Vorteil, dass der Wert der Varianz von den Werten des Ausgangssignals  $y$  vor dem Auftreten des Fehlers nicht beeinflusst wird, was zu einer verzögerten Identifikation führen würde.

Um eine statistisch vernünftige Aussage über den Wert der Varianz treffen zu können, muss zudem eine ausreichende Anzahl von Punkten vorhanden sein. Im vorliegenden Beispiel liegt diese Anzahl bei 50, was bei einer Abtastfrequenz von 100Hz einer Berechnungszeit von einer halben Sekunde entspricht. Die Identifikation des Festklemmens gelingt bei  $t_{id}$ , wie dies in Abbildung 5.11 zu sehen ist. Es sei darauf hingewiesen, dass ein Festklemmen in der Trimmposition ebenso mittels der Logik (5.34) identifiziert werden kann. Doch erweist sich die Energiebetrachtung bei einem Festklemmen des Aktuators in der Trimmposition als effektiver und schneller, weil bei der Varianzberechnung auf Grund stochastischer Störeinflüsse ein größeres Zeitfenster benötigt wird, bis eine statistisch korrekte Aussage vorliegt.

### Oszillatorischer Fehlerfall

Unterschiedliche Frequenzen und Amplituden des oszillatorischen Fehlers haben unterschiedliche Einflüsse auf das Flugzeug. Bei kleinen Amplituden ist eine Destabilisierung der Flugzeugdynamik durch die Möglichkeit der Anregung der Flugzeugstruktureigenmoden gegeben, wodurch kritische Situationen hervorgerufen werden können. Große Amplituden leiten große, unerwünschte Zusatzmomente in die Flugzeugdynamik ein

und können diese dadurch destabilisieren. In diesem Abschnitt soll eine Methode vorgestellt werden, die eine mathematisch robuste Identifikation der Schwingungsfrequenz des Aktuators im Fehlerfall bereitstellt. Dabei stehen Fälle im Vordergrund, in denen die Fehleramplituden klein sind und eine eventuelle Reglerrekonfiguration erwogen werden kann. Bei großen Fehleramplituden bleibt meist ohnehin lediglich das Abschalten des Aktuators als einzige Möglichkeit für einen sicheren Weiterbetrieb des Flugzeugs. Aus diesem Grund werden OFCs mit großen Amplituden ab dem Grenzwert  $J_{th,r}$  für das Residuum anhand (5.27) als unkontrolliertes Aktuatorverhalten identifiziert, wodurch ein rasches Abschalten des Aktuators gewährleistet wird.

In der Literatur findet sich für die Identifikation von oszillatorischen Fehlerfällen der Ansatz des Zählens von Grenzwertüberschreitungen und damit der Schwingungen [Gar+09], [Gou10] und [EZ11]. Die in Abschnitt 3.5.1 vorgestellte DFT bietet jedoch eine mathematisch fundierte sowie robuste Möglichkeit, oszillatorische Fehlerfälle zu identifizieren. Betrachtet man die Systematik der DFT, liegen zwei zu bestimmende Parameter für die Identifikation vor. Zum einen sind dies die Stützstellen zur Berechnung der DFT in dem relevanten Frequenzbereich  $\Omega$ , zum anderen der für die Identifikation notwendige Grenzwert  $J_{th,freq}$  für die einzelnen Spektralkomponenten [VO12a]. Für die Festlegung beider Größen gelten folgende Überlegungen:

Die DFT über  $N$  Abtastpunkte mit der Abtastzeit  $T_s$  besitzt die Frequenzauflösung  $\frac{2\pi}{T_s N}$  und dementsprechend mit  $l = 1, \dots, N$  die Frequenzwerte

$$\omega_l = \frac{2\pi l}{T_s N}. \quad (5.35)$$

Die positive Spektralkomponente eines sinusförmigen Signals mit einer der Frequenzen  $\omega_l$  und der Schwingungsamplitude  $A_{osz}$  ergibt sich dabei zu

$$|X(\omega_l)| = \frac{N A_{osz}}{2}. \quad (5.36)$$

Dementsprechend erscheint die Wahl des Grenzwerts  $J_{th,freq} = \frac{1}{2} N A_{osz}$  für die Identifikation des OFCs mit der Amplitude  $A_{osz}$  als sinnvoll. Diese Spektralkomponente tritt jedoch lediglich dann auf, wenn die Frequenz des Sinussignals exakt einem ganzzahligen Vielfachen der Frequenzauflösung nach (5.35) entspricht. Tritt ein sinusförmiges Signal mit einer Frequenz  $\omega_x = \omega_l + \Delta\omega$  in der Nähe eines Abtastpunktes  $\omega_l$  auf, lässt sich die Signalenergie zu

$$|X(\omega_l)| = \frac{A_{osz}}{2} \left| \frac{\sin[(\omega_x - \omega_l) N T_s / 2]}{\sin[(\omega_x - \omega_l) T_s / 2]} \right| \leq \frac{N A_{osz}}{2} \quad (5.37)$$

bestimmen [SM97]. Dieser Abfall erreicht sein erstes Minimum bei einem Wert von null genau an den beiden angrenzenden Frequenzbins, folglich bei  $\omega_l \pm \frac{2\pi}{T_s N}$ . Dies bedeutet, dass ein Sinussignal mit der Frequenz  $\omega_l \pm \frac{2\pi}{T_s N}$  an den angrenzenden Frequenzbins nicht in Erscheinung tritt, sondern komplett ausgelöscht wird. Nach dieser Nullstelle folgen sog. Seitenkomponenten der Spektraldichte, die in dieser Betrachtung auf Grund der davorliegenden Nullstelle der Spektraldichte keine Rolle mehr spielen.

*Beweis.* Zur Überprüfung der bisher verwendeten Zusammenhänge kann Gleichung (5.36) aus (5.37) durch die Bedingung  $\Delta\omega = 0 \rightarrow \omega_x = \omega_l$  und der Regel von L'Hospital überführt werden:

$$\lim_{(\omega_x - \omega_l) \rightarrow 0} |X(\omega_l)| = \frac{A_{osz}}{2} \left| \frac{NT_s/2 \cos(0)}{T_s/2 \cos(0)} \right| = \frac{NA_{osz}}{2}. \quad (5.38)$$

□

Aus den bisherigen Überlegungen lässt sich ableiten, dass sich die Spektralkomponente eines Frequenzbins mit den Spektralkomponenten der benachbarten Frequenzbins exakt bei  $\omega_x = \omega_l \pm \frac{\pi}{T_s N}$  trifft. Der an diesen Stellen maximal auftretende Abfall von  $|X(\omega_l)|$  ergibt sich dabei zu

$$|X(\omega_l)| = \frac{A_{osz}}{2} \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi}{T_s N} \frac{T_s N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{T_s N} \frac{T_s}{2}\right)} \right| = \frac{A_{osz}}{2} \left| \sin \frac{\pi}{2N} \right|. \quad (5.39)$$

Die Grenzwertberechnung der Spektraldichte ergibt

$$\lim_{N \rightarrow \infty} |X(\omega_l)| = \frac{A_{osz} N}{\pi}. \quad (5.40)$$

Demnach gilt für eine konstante Anzahl  $N$  von Punkten, dass sich für eine beliebige Frequenz innerhalb der Frequenzauflösung der DFT ein Frequenzbin  $\omega_l$  finden lässt, an dem die Bedingung  $|X(\omega_l)| \geq \frac{A_{osz} N}{\pi}$  erfüllt ist. Somit ist, um den Abfall der Spektren zwischen den Abtastpunkten zu berücksichtigen, im Vergleich zu (5.36) der verminderte Grenzwert  $J_{th, frequ} = \pi^{-1} A_{osz} N$  zu verwenden. Dieser Grenzwert kann dann eingesetzt werden, wenn ein von der Fehlerfrequenz unabhängiges, festes Zeitfenster  $T_w = T_s N$  für die Detektion vorliegt. Wird zusätzlich die Abhängigkeit der gewünschten Detektionszeit von der Fehlerfrequenz mit in die Überlegung einbezogen, kann das Ergebnis mit Hilfe der nominellen Spektralenergie eines Sinussignals der Amplitude  $A_{osz} = 1$ , folglich mit  $N/2$ , normiert werden [VO12b]:

$$|X(\omega_l)| / (N/2) = \frac{2A_{osz}}{\pi} > 0.6A \quad \forall N. \quad (5.41)$$

Dies ermöglicht den Einsatz eines einzelnen Grenzwerts bei  $0.6A_{osz}$  für alle Frequenzbins, sofern eine Detektionsbedingung innerhalb einer gewissen Periodenzahl vorliegt. Für  $A_{osz}$  ist dabei die kleinste zu detektierende Amplitude zu wählen.

Um die Methodik zur Erkennung von oszillatorischen Fehlerfällen zu vervollständigen, wird eine Methode zur Auswahl der Frequenzstützstellen vorgeschlagen: Durch die Verwendung des gewählten Grenzwerts  $J_{th, frequ}$  lässt sich die minimal notwendige Anzahl von Frequenzstützstellen für einen gegebenen zu detektierenden Frequenzbereich bestimmen. Dabei sind  $\Omega_S = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M\}$  die Frequenzstützpunkte, die berechnet werden sollen, wobei  $\omega_1 > \omega_2 > \dots > \omega_M$  gilt. Ein jeder Frequenzbin  $\omega_l$  ist der Mittelpunkt eines

Intervalls  $\mathcal{L}(\omega_l) := [\bar{\omega}_l, \underline{\omega}_l]$ , wobei  $\bar{\omega}_l > \underline{\omega}_l$  ist. Dieses Intervall besitzt eine Auflösung von  $\frac{2\pi}{N(\omega_l)T_s}$ . Dabei ist die Anzahl der Frequenzbins  $N(\omega_l)$  zu wählen. Auf Grund der Normierung von  $J_{th, freq}$  mit  $N$  in (5.41) verändert sich der Grenzwert mit der Wahl von  $N(\omega_l)$  dabei nicht. Die Frequenzbins müssen derart gewählt werden, dass bei der Vereinigung der einzelnen Intervalle  $\bigcup_{i=1}^M \mathcal{L}(\omega_l)$  der relevante Frequenzbereich der Fehlersignale abgedeckt wird. Eine sich nicht überlappende Auswahl ist durch  $\bar{\omega}_l = \underline{\omega}_{l-1}$  gegeben und resultiert durch die Wahl von  $\underline{\omega}_l$  für  $l = 1, \dots, M$  entsprechend

$$\underline{\omega}_l = \frac{\bar{\omega}_{l-1}}{2}, \quad (5.42)$$

wobei  $\bar{\omega}_0$  die maximal zu identifizierende Frequenz darstellt. Für die Wahl von  $N(\omega_l)$  ist die Anzahl von Abtastpunkten der maximalen Frequenz in einem Intervall entscheidend, um die geforderten zeitlichen Detektionsanforderungen, ausgedrückt durch die Periodenzahl  $P$  der Fehlerschwingung, einhalten zu können. Die Anzahl der Abtastpunkte kann durch

$$N(\omega_l) = \frac{2\pi P}{\bar{\omega}_l T_s} = \frac{2\pi P}{\underline{\omega}_{l-1} T_s} \quad (5.43)$$

angegeben werden. Mittels (5.42) lässt sich zudem angeben, dass für  $N(\omega_l)$  der einfache Zusammenhang

$$N(\omega_l) = 2N(\omega_{l-1}) \quad (5.44)$$

gilt. Dabei muss darauf geachtet werden, dass dieser Ansatz lediglich für  $P \geq 2$  gilt, weil bei  $P < 2$  zu wenig Punkte  $N$  zur Verfügung stehen, um die untere Grenzfrequenz  $\underline{\omega}$  des Intervalls entsprechend lange genug zu beobachten. Bestimmt man für einen Bereich von bspw.  $[0.15, 10]\text{Hz}$  [Gou10] die mindestens notwendigen Stützstellen unter Berücksichtigung, dass eine jede Frequenz innerhalb von zwei Perioden detektiert werden muss, werden  $M = 6$  Stützstellen bei  $\Omega_s = 2\pi\{7.5, 3.75, 1.875, 0.9375, 0.4687, 0.2343\}$  benötigt. Die entsprechende Anzahl  $N(\omega_l)$  von Abtastpunkten liegt für die einzelnen Stützstellen bei  $\{20, 40, 80, 160, 320, 640\}$ , wenn eine Abtastzeit von  $T_s = 0.01$  der Berechnung zugrunde gelegt wird.

Mit der präsentierten Methode zur Frequenzbestimmung und einer Bedingung in Bezug auf die Veränderlichkeit des Ausgangs  $y$ , die wiederum durch die rekursive Varianzberechnung (5.32) und (5.33) für das jeweilige Zeitfenster  $N(\omega_l)$  definiert wird, lässt sich die Identifikationslogik

$$\eta_{OFC} = \begin{cases} 1, & \text{wenn } (\theta > J_{th}) \wedge (|X(\omega_l)| > J_{th, freq}) \wedge (\sigma_y(N(\omega_l)) > J_{th, \sigma_y}) \\ 0 & \text{andernfalls} \end{cases} \quad (5.45)$$

angeben. An dieser Stelle sei noch der Fall des substituierenden oszillatorischen Fehlerfalls erwähnt. Dabei schwingt der Aktuator um einen konstanten Mittelwert. Geht man von demselben Amplituden- und Frequenzbereich der induzierten Fehlerschwingung wie beim additiven Fehlerfall aus, ist dieser Fehlerfall für die Flugsicherheit als noch kritischer anzusehen. Die Ursache liegt darin, dass mit der Abweichung des Eingangskommandos  $u$

von der Position, um die der Aktuator schwingt, auch die Differenz des gewünschten und des tatsächlich erzeugten Moments ansteigt. Prinzipiell wird dieser Spezialfall des OFCs auch mittels der Logik (5.45) erkannt. Jedoch wird er bei großen Eingangssignalen durch das gesteigerte Residuum anhand der Identifikationslogik (5.1.3) als unkontrolliertes Aktuatorverhalten identifiziert, was eine in der Regel schnellere Identifikation ermöglicht.

Die Abbildung 5.12 zeigt im ersten Diagramm die Eingangs- und Ausgangssignale des Aktuators sowie im zweiten das evaluierte Residuensignal und die Detektionsvariable  $\iota$  bei Auftreten eines additiven OFCs während eines Kurvenfluges mit einer Fehlerfrequenz von  $\omega_{osz} = 0.75\text{Hz}$  und einer Schwingungsamplitude von  $A_{osz} = 1.8\text{mm}$  der Aktuatorstange. Dies entspricht bei diesem Modell bei der Verstärkung  $k_f$  einer Schwingungsamplitude der Steuerfläche von  $1^\circ$ . Durch eine entsprechende Wahl der Werte für die Evaluierungsparameter bzw. für den Grenzwert (in diesem Fall  $\alpha_1$ ,  $\beta_1$ ,  $\gamma_1$  und  $J_{th,1}$  aus Abschnitt 5.1.2) gelingt eine rasche Detektion und die damit verbundene Aktivierung des Identifikationsalgorithmus. Im ersten Diagramm der Abbildung 5.13 sind die relevanten Spektraldichten der Fehlerfrequenz angrenzenden Frequenzbins dargestellt. Dabei wurden die zuvor bestimmten Stützstellen  $\Omega_S$  sowie der mittels (5.41) berechnete Grenzwert  $J_{th,freq} = 1.1$  verwendet. Das Diagramm zeigt die beiden Spektraldichten der Frequenzbins  $0.9375\text{Hz}$  bzw.  $0.4687\text{Hz}$  an den definierten Zeitpunkten  $t_d + 160T_s$  bzw.  $t_d + 320T_s$ . Dabei liegt die Spektralkomponente des Frequenzbins bei  $0.9375\text{Hz}$  über dem definierten Grenzwert und ermöglicht die Identifikation des Fehlers. Am Frequenzbin bei  $0.4687\text{Hz}$  liegt die Spektraldichte unter dem Grenzwert. Der Grund dafür wird deutlich, wenn man sich die Auslegungsstrategie nochmalig vor Augen führt. Dabei wurde eine sich nicht überlappende Frequenzabdeckung gewählt. Dementsprechend liegt das Frequenzintervall für den Frequenzbin  $0.9375\text{Hz}$  bei  $\{1.15, 0.625\}\text{Hz}$  und schließt demnach die Fehlerfrequenz mit ein. Das Frequenzintervall für den Frequenzbin  $0.4687\text{Hz}$  liegt folglich bei  $\{0.625, 0.3125\}\text{Hz}$ , sodass die Fehlerfrequenz nicht über dem definierten Grenzwert liegen kann.

## Effizienzverlust

Der Effizienzverlust an Aktuatoren kann unterschiedliche Ursachen und Wirkungsweisen auf das Ausgangsverhalten des Aktuators haben. In Kapitel 2 werden die mögliche Ursachen beschrieben und zu ihrer Modellierung die erweiterte Modellgleichung des Aktuators

$$\dot{x} = k_{ci}k_p(\varrho_{eff,3}u - x)\sqrt{\frac{\varrho_{eff,1}P_v(x) - \frac{k_d\dot{x}^2}{A_K} + \varrho_{eff,2}\text{sgn}(\dot{x})\frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}} \quad (5.46)$$

mit der Ausgangsgleichung  $y = x$  eingeführt. Während sich mittels  $\varrho_{eff,1}$  und  $\varrho_{eff,2}$  Effizienzverluste beschreiben lassen, die lediglich die Dynamik der Aktuator verändern, dient  $\varrho_{eff,3}$  zur Modellierung des Effizienzverlusts, welcher die Übertragungsverstärkung beeinflusst. Auf Grund der verschiedenen Wirkungsweisen auf den Aktuatorausgang ist eine individuelle Herangehensweise bei der Identifikation der unterschiedlichen Arten des Effizienzverlusts notwendig. Diese werden nachfolgend diskutiert.

### Additive Betrachtungsweise

Der erste zu behandelnde Fall des Effizienzverlusts entspricht einer Minderung der Übertragungsverstärkung und tritt als multiplikative Minderung des Ausgangssignals in Erscheinung [BBM05]. Beim Auftreten dieses Fehlers wird der geforderte Stellwert  $u$  zu keinem Zeitpunkt erreicht und  $y$  ist betragsmäßig stets kleiner als der Sollwert, sodass für ein jegliches Eingangssignal  $u \neq 0$  eine entsprechende Abweichung vorliegt, die ebenso als additiver Fehler betrachtet und dementsprechend als solcher detektiert werden kann. Für eine Identifikation des Fehlerfalls ist es notwendig, den Parameter  $\varrho_{eff,3}$  des Aktuatormodells (5.46) entsprechend zu schätzen. Dies gelingt durch den Vergleich eines geschätzten Ausgangs  $\hat{y}$  mit dem Messsignal  $y$  durch

$$\nu(t) = y(t)/\hat{y}(t) \quad (5.47)$$

in einem Zeitfenster mit  $N$  Punkten. Bei Auftreten dieses Fehlerfalls gilt stets der Zusammenhang  $y = \nu\hat{y}$  mit  $\nu > 0$  und  $\nu \neq 1$ . Mit der Annahme,  $\nu$  sei konstant, kann mittels der Varianz und dem Mittelwert von  $\nu$  eine Aussage über das Vorhandensein des Fehlers getroffen werden. Die Berechnung der Varianz, die die Berechnung des Mittelwerts mit einschließt, wird dabei wiederum rekursiv für  $N$  Simulationspunkte anhand der Berechnungsform (5.32) mit  $v = \nu$  durchgeführt. Der geschätzte Fehlerfaktor lässt sich durch  $\varrho_{eff,3} = m_N$  und die Varianz durch  $\sigma_\nu^2 = M_N/(N-1)$  angeben. Schlussendlich kann die Identifikationslogik für den additiven Effizienzverlust zu

$$\eta_{EK} = \begin{cases} 1, & \text{wenn } (\theta_r > J_{th,r}) \wedge (\sigma_\nu < J_{th,\sigma_\nu}) \wedge (\bar{\nu} > 0) \\ 0 & \text{andernfalls} \end{cases} \quad (5.48)$$

definiert werden. Dabei ist anzumerken, dass die zur Identifikation notwendige Bedingung für den Mittelwert  $\bar{\nu} \neq 1$  durch die beiden Bedingungen  $\theta_r > J_{th,r}$  und  $\sigma_\nu < J_{th,\sigma_\nu}$  abgedeckt wird, weil  $\bar{\nu} = 1$  zusammen mit  $\sigma_\nu < J_{th,\sigma_\nu}$  lediglich im fehlerfreien Fall auftritt, der durch  $\theta_r > J_{th,r}$  ausgeschlossen ist.

### Parametrische Betrachtungsweise

Effizienzverluste am Aktuator, die dessen Übertragungsdynamik beeinflussen, können, wie in Abschnitt 2.3.1 besprochen, unterschiedliche Ursachen haben. Druckabfälle im Aktuatorensystem, teilweise oder gänzliche Zerstörungen der Steuerfläche oder der Bruch der Aktuatorstange beeinflussen unterschiedlich die Dynamik des Aktuators. Da diese parametrischen Fehler lediglich die Übertragungsdynamik beeinflussen, ist der Unterschied (d. h. der additive Fehler) zwischen einem geschätzten Ausgangssignal und dem Messsignal häufig sehr gering und zudem stationär nicht sichtbar, sodass diese Fehler durch additive Ansätze zur Fehlerdetektion kaum erkannt werden können.

Um diesem Problem Abhilfe zu schaffen, wird für die Detektion ein auf Multimodellen basierender Ansatz gewählt. Die exakte Modellierung der Fehlerfälle ermöglicht dabei eine zeitnahe und robuste Detektion der Fehler, wie in [MB08] für multiplikative Änderungen in den Systemparametern gezeigt werden konnte. Für die Multimodelldetektion eines

parametrischen Effizienzverlusts muss prinzipiell zur Lösung des MDPs (vgl. Kapitel 3.2) sowohl für den fehlerfreien Fall als auch für jegliche zu detektierenden Fehlerfälle ein Modelldetektor erstellt werden. Der Einfachheit halber soll zuerst lediglich ein einzelnes Fehlerszenario betrachtet werden, um den Detektor nachfolgend für mehrere Fehlerszenarien zu erweitern.

Soll als Fehler z. B. der vollständige Verlust der Steuerwirksamkeit detektiert und identifiziert werden, werden zwei Detektoren bestimmt. Der erste Detektor beschreibt stets das fehlerfreie Verhalten des Aktuators. Mit der Schätzung  $\hat{y}^{(0)}$  des fehlerfreien Ausgangs  $y$  mittels der quasi-LPV-Beschreibung der Aktuatordynamik und des Eingangssignals  $u$  kann der Detektor durch

$$\begin{aligned}\dot{\hat{y}}^{(0)}(t) &= -k(\bar{\rho})\hat{y}^{(0)}(t) + k(\bar{\rho})u(t) \\ r^{(0)}(t) &= y(t) - \hat{y}^{(0)}(t)\end{aligned}\tag{5.49}$$

angegeben werden. Für  $k(\bar{\rho})$  kann dabei eine beliebige Approximation des fehlerfreien Verhaltens des Aktuators verwendet werden.

Im zweiten Schritt muss ein Detektor zur Detektion des fehlerhaften Verhaltens ausgelegt werden. Grundlage dafür ist die Modellierung des fehlerhaften Aktuators. Der Verlust der Steuerwirksamkeit kann durch die Zerstörung der Steuerfläche oder den Bruch der Aktuatorstange verursacht werden. Um eine Detektion zu ermöglichen, wird ein möglichst exaktes Modell des Aktuatorverhaltens im Zuge des Verlusts der Steuerwirksamkeit erzeugt. Dabei muss das Fehlen der aerodynamischen Last  $F_{aero}$  berücksichtigt werden. Durch die fehlende physikalische Verbindung zum Aktuator kann diese Last nicht mehr auf die Aktuatorstange übertragen werden. Die Dynamik des Aktuators wird daher nicht mehr von jener des Flugzeugs beeinflusst und ist von dieser entkoppelt. Berücksichtigt man dies im nichtlinearen Koeffizienten  $k_{nl}$  (5.49), ergibt sich dieser nunmehr zu

$$k_{nl}(x, \dot{x}) = k_{ci}k_p \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d \dot{x}}{A_K}}{P_{ref}}}.\tag{5.50}$$

Dabei kann die Dämpfungskraft vernachlässigt werden, sodass sich der Koeffizient zu

$$\bar{k}_{nl}(x) := k_{ci}k_p \sqrt{\frac{P_v(x)}{P_{ref}}}\tag{5.51}$$

ergibt, der lediglich noch von  $x$  abhängt. Dadurch lässt sich das Übertragungsverhalten während des Fehlers durch dieses Modell sehr genau beschreiben bzw. schätzen und der dazugehörige Modelldetektor durch

$$\begin{aligned}\dot{\hat{y}}^{(1)}(t) &= -\bar{k}_{nl}\hat{y}^{(1)}(t) + \bar{k}_{nl}u(t) \\ r^{(1)}(t) &= y(t) - \hat{y}^{(1)}(t)\end{aligned}\tag{5.52}$$

angeben, wobei  $\hat{y}^{(1)}$  eine Schätzung des Aktuatorausgangs im Fehlerfall ist. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind die Abhängigkeiten der Koeffizienten  $k_{nl}$  und  $\bar{k}_{nl}$  nicht mehr

explizit aufgeführt. Um das Verhalten im Fehlerfall des Detektors (5.52) analysieren zu können, wird die zum Messsignal  $y(t)$  gehörige Differentialgleichung betrachtet. Nimmt man an, das wirkliche Aktuatorverhalten sei ein System erster Ordnung mit dem Koeffizienten  $k_{nl}$ , kann der um dieses Aktuatorverhalten erweiterte Detektor (5.52) als ein System zweiter Ordnung

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{y}(t) \\ \dot{\hat{y}}^{(1)}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -k_{nl} & 0 \\ 0 & -\bar{k}_{nl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ \hat{y}^{(1)}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{nl} \\ \bar{k}_{nl} \end{bmatrix} u(t) \\ r^{(1)}(t) &= y(t) - \hat{y}^{(1)}(t) \end{aligned} \quad (5.53)$$

angegeben werden. Eine Transformation mit der Matrix

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

eröffnet tiefere Einblicke in das Systemverhalten. Die einzelnen Zustandsraummatrizen und der Zustandsvektor lassen sich dabei entsprechend

$$\tilde{A} = TAT^{-1}, \quad \tilde{B} = TB, \quad \tilde{C} = CT^{-1}, \quad \tilde{D} = D, \quad \tilde{x} = xT \quad (5.55)$$

transformieren, sodass sich für das vorliegende Beispiel das transformierte System

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{y}(t) - \dot{\hat{y}}^{(1)}(t) \\ \dot{\hat{y}}^{(1)}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -k_{nl} & -k_{nl} + \bar{k}_{nl} \\ 0 & -\bar{k}_{nl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) - \hat{y}^{(1)}(t) \\ \hat{y}^{(1)}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{nl} - \bar{k}_{nl} \\ \bar{k}_{nl} \end{bmatrix} u(t) \\ r^{(1)}(t) &= y(t) - \hat{y}^{(1)}(t) \end{aligned} \quad (5.56)$$

ergibt. Daraus ist direkt ablesbar, dass, sofern  $k_{nl} = \bar{k}_{nl}$  gilt, der Ausgang  $r$  nicht mehr steuerbar ist. Gilt hingegen  $k_{nl} \neq \bar{k}_{nl}$ , ist der Ausgang steuerbar und das Residuum nicht null. Dieselben Eigenschaften gelten für den Detektor (5.49). Der vollständige Detektor mit zwei Residuensignalen kann mittels (5.49) und (5.52) durch

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{y}}^{(0)}(t) \\ \dot{\hat{y}}^{(1)}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -k_{nl} & 0 \\ 0 & -\bar{k}_{nl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{y}^{(0)}(t) \\ \hat{y}^{(1)}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{nl} \\ \bar{k}_{nl} \end{bmatrix} u(t) \\ \begin{bmatrix} r^{(0)}(t) \\ r^{(1)}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{y}^{(0)}(t) \\ \hat{y}^{(1)}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} y(t) \end{aligned} \quad (5.57)$$

angegeben werden. Erweitert man diese Systematik auf unterschiedliche Effizienzverluste, ergeben sich der Residuenvektor und der Detektor zum Zwecke der Modelldetektion in der Form

$$\mathbf{r}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{r}^{(0)}(s) \\ \mathbf{r}^{(1)}(s) \\ \vdots \\ \mathbf{r}^{(N)}(s) \end{bmatrix}, \quad Q(s, \bar{\rho}) = \begin{bmatrix} Q^{(0)}(s, \bar{\rho}) \\ Q^{(1)}(s, \bar{\rho}) \\ \vdots \\ Q^{(N)}(s, \bar{\rho}) \end{bmatrix}, \quad (5.58)$$



wobei, basierend auf  $N$  Fehlermodellen und dem fehlerfreien Modell, entsprechend  $N + 1$  Residuen erzeugt werden. Dazu können z. B. mit Hilfe des quasi-LPV-Modells des Aktuators (5.46) durch die Auswahl der Parameter  $\varrho_{eff,1}$  sowie  $\varrho_{eff,2}$  diverse Modelle für die Auslegung des Residuenfilters generiert werden. Die Schwierigkeit dabei besteht jedoch in der Lösung des MDPs für alle Fehlerfälle während des Vorhandenseins unterschiedlichster Eingänge und Parametervariationen. Daher ist häufig lediglich eine sehr grobe Rasterung der Fehlerfälle möglich.

Da der Detektor in (5.58) mehrere Residuen liefert, wird ein jedes Residuum individuell einer Residuenevaluierung unterzogen, sodass sich dementsprechend der Vektor

$$\theta_m(t) := [\theta^{(0)}(t), \dots, \theta^{(N)}(t)]^T \quad (5.59)$$

definieren lässt. Der Entscheidungsvektor im Falle der Modelldetektion wird durch

$$\varsigma_m(t) := [\varsigma^{(0)}(t), \dots, \varsigma^{(N)}(t)]^T \quad (5.60)$$

angegeben, wobei die  $i$ -te Komponente durch

$$\varsigma^{(i)}(t) = \begin{cases} 1, & \text{if } \theta^{(i)} \geq J_{th}^{(i)} \\ 0 & \text{andernfalls} \end{cases} \quad (5.61)$$

bestimmt wird und  $J_{th}^{(i)}$  einen entsprechenden Grenzwert darstellt, wobei  $i = 0, \dots, N$  gilt. Lediglich wenn  $\varsigma_m$  einen 0-Eintrag und ansonsten lediglich 1-Einträge enthält, gilt der Effizienzverlust mittels dieser parametrischen Betrachtung als identifiziert, sofern das detektierte Modell nicht das fehlerfreie Modell darstellt. Die Identifikation des Fehlers ist in diesem Ansatz implizit durch die Modelldetektion gegeben, sodass im eigentlichen Sinne keine signalbasierte Fehleridentifikation mehr vonnöten ist. Die Logik für die Identifikation des Effizienzverlusts kann demnach als eine für die Modelldetektion spezifische Entscheidungslogik aufgefasst werden, die sich wie folgt definieren lässt:

$$\eta_{ED} = \begin{cases} 1, & \text{wenn } (\sum_{i=0}^N \varsigma_i = N) \wedge (\min_i \theta^{(i)} \neq \theta^{(0)}) \\ 0 & \text{andernfalls.} \end{cases} \quad (5.62)$$

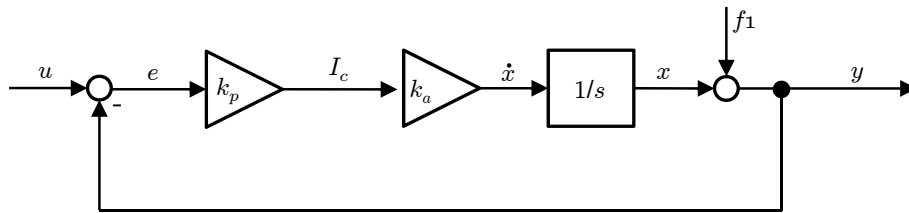
Die möglichen Maßnahmen bei erfolgter Identifikation hängen wiederum vom Fehler selbst ab. Während bei einem Bruch der Aktuatorstange oder Beschädigung der Steuerfläche dies dem Piloten mitgeteilt werden muss und die kommandierte Steuerverteilung im Flugregler geändert werden kann, kann bei einer Leckage das Abschalten des aktiven und die Aktivierung des passiven Aktuators weiterhelfen.

Als Beispiel des Ansatzes zeigen die Diagramme in Abbildung 5.14 die relevanten Signale des Modelldetektionsansatzes zur Erkennung des vollständigen Verlusts der Steuerwirksamkeit einer Querruderfläche. Dabei ist in den Diagrammen der linken Spalte ein fehlerfreies Flugmanöver dargestellt, während die rechte Spalte die Zeitverläufe der Signale im Fehlerfall während desselben Flugmanövers zeigt. Im fehlerfreien Fall ist im ersten Diagramm deutlich sichtbar, dass das Sensorsignal an der Aktuatorstange

dem Eingangssignal nahezu perfekt folgt. Zusätzlich ist auch die skalierte Position der Steuerfläche  $x_{fl}$  dargestellt. Kommt es zum Bruch der Stange, wird deutlich, dass sich diese sprunghaft an jene Position begibt, an der ein Gleichgewicht zwischen der aerodynamischen Last und der Gewichtskraft des Aktuators herrscht. Der Sensor an der Aktuatorstange hingegen misst weiterhin wie vorgesehen deren Position. Der eigentliche Fehler ist mit bloßem Auge im Sensorsignal  $y$  dabei kaum zu erkennen. Erst mittels des evaluierten Residuensignals  $\theta^{(1)}(t)$  lässt sich der Fehler detektieren. Als Werte für die beiden Narendra-Filter sind  $\alpha^{(0)}$  und  $\alpha^{(1)}$  gleich null,  $\beta^{(0)}$  und  $\beta^{(1)}$  gleich eins sowie  $\gamma^{(0)}$  und  $\gamma^{(1)}$  bei einem Wert von 0.9 gewählt worden. Daraus lässt sich erkennen, dass der Fokus bei der Signalevaluierung auf dem Integralteil liegt, um die amplitudenmäßig kleinen Unterschiede zwischen den einzelnen Residuen besser hervorheben zu können. Da der geschätzte Ausgang  $z$  ab dem Zeitpunkt  $t_f$  mit dem gemessenen Ausgang  $y$  übereinstimmt, liefert (5.52) ein entsprechend kleines Residuum unter dem definierten Grenzwert  $J_{th}^{(1)} = 0.004$  und führt zur Detektion und Identifikation des Fehlers. Zur Verdeutlichung ist das evaluierte Residuum  $\theta^{(0)}(t)$  des Filters (5.52) dargestellt. Bei Nichtvorhandensein des Fehlers ist  $\theta^{(0)}(t)$  bei entsprechend vorhandenem Eingang stets kleiner als  $\theta^{(1)}(t)$ . Nach Auftreten des Fehlers drehen sich die Verhältnisse um.

### Fehler am Regelsensor

Die Situation des Aktuators mit einem Fehler am Regelsensor ist vereinfacht in Abbildung 5.5 dargestellt, wobei der Parameter  $k_a$  die konstante Dynamik des Aktuators und  $k_p$  die Reglerverstärkung beschreibt. Wie in Abschnitt 2.3.2 beschrieben, haben Fehler am Regelsensor unterschiedliche Wirkungen auf das Aktuatorverhalten. Während substituierende Fehler am Sensor stets zu einem unkontrollierten Weglaufen führen, können additive und multiplikative Fehler stationär vom Aktuatorregler kompensiert werden. Bei veränderlichen additiven Fehlern wie einem OFC bedeutet dies, dass die eigentliche Fehleramplitude im Sensorsignal gemindert wird.



**Abbildung 5.5:** Vereinfachtes Aktuatorblockschaltbild mit Sensorfehler

Die Begründung für dieses Verhalten lässt sich anhand der Abbildung 5.5 herleiten. Betrachtet man die Übertragung des Sensorfehlers  $f_1$  bzw. des Eingangs  $u$  auf den Ausgang  $y$ , ergibt sich die Übertragungsfunktion zu

$$\mathbf{y}(s) = \frac{k_p k_a}{s + k_p k_a} \mathbf{u}(s) + \frac{s}{s + k_p k_a} \mathbf{f}_1(s). \quad (5.63)$$

Berücksichtigt man diese Übertragungseigenschaften in dem Residuenfilter

$$\mathbf{r}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -G_u(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix}, \quad (5.64)$$

lässt sich die Übertragungsfunktion des Fehlers auf das Residuum für additive Fehler durch

$$R_f(s) = \frac{s}{s + k_p k_a} \quad (5.65)$$

angeben. Dabei ist ersichtlich, dass es zu einer Differenzierung des Fehlers kommt, sodass er, sofern er konstant ist, im Residuum nicht sichtbar ist. Würde man einen zusätzlichen Integralanteil im Residuenfilter berücksichtigen, würde es durch jegliche Unsicherheiten im Modell zu einem Weglaufen des Residuensignals im fehlerfreien Fall kommen, sodass diese Option auszuschließen ist. Interessant ist bei Auftreten des Fehlers auch das eigentliche Verhalten des Aktuators. Dazu wird die Übertragungsfunktion des Fehlers  $f_1$  auf den Aktuatorzustand  $x$  bestimmt:

$$\mathbf{x}(s) = -\frac{k_p k_a}{s + k_p k_a} \mathbf{f}_1(s). \quad (5.66)$$

Demnach wirkt im Falle eines additiven Fehlers am Sensor dieser mit negativem Vorzeichen, gefiltert durch die Aktuatordynamik, auf den Aktuatorzustand. Für eine vollständige Betrachtung der Fehler am Regelsensor müssen auch die substituierenden Fehler betrachtet werden, bei denen das Eingangssignal nicht mehr auf den Ausgang wirkt. Dabei wird der Ausgang lediglich vom Fehler bestimmt, sodass

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{f}_1(s). \quad (5.67)$$

Dies entspricht einer Übertragungsfunktion des Fehlers auf das Residuum von

$$R_f = 1, \quad (5.68)$$

wodurch die Detektion prinzipiell einwandfrei möglich ist. Dabei sei darauf hingewiesen, dass in diesem Fall durch die Charakteristik des Fehlers  $R_u(s) \neq 0$  gilt. Interessant ist beim Auftreten solcher Fehler jedoch die Wirkung dieser auf den Aktuatorzustand  $x$ , welche sich zu

$$\mathbf{x}(s) = -\frac{k_p k_a}{s} \mathbf{f}_1(s) \quad (5.69)$$

angeben lässt. Demnach kommt es zu einer integralen Übertragung des Fehlers auf den Aktuatorzustand und dessen Weglaufen bei Auftreten eines substituierenden Fehlers. Zur Veranschaulichung der Wirkungsweise der Sensorfehler sind in Abbildung 5.15 die Signale des Eingangs  $u$ , Ausgangs  $y$  und Zustands  $x$  des Aktuators infolge verschiedener Sensorfehler dargestellt. Die korrekte Messung von  $x$  liegt unter den getroffenen Annahmen nicht vor. Damit lassen sich jedoch die physikalischen Verhältnisse am Aktuator aufzeigen. Die

ersten beiden Diagramme zeigen jeweils die Auswirkungen additiver Fehlerfälle. Der Bias, d. h. ein additiver, konstanter Versatz des Sensorsignals, wird vom Regler bereits kurz nach seinem Auftreten stationär kompensiert. Beim oszillatorischen Fehlerfall gelingt eine Minderung des Einflusses des Fehlers durch den Regler, was der Vergleich zwischen  $y$  und  $x$  verdeutlicht, weil nach (5.66) stationär  $f = -x$  gilt. Die drei danach dargestellten Fehlerfälle stellen die Auswirkung von substituierenden Fehlerfällen dar, die allesamt zu einem unkontrollierten Weglaufen des Aktuators bis in dessen Sättigung führen. Im letzten Diagramm ist die Auswirkung eines multiplikativen Sensorfehlers während eines Flugmanövers dargestellt. Der Regler kann diesen Fehlerfall ebenfalls kompensieren, was jedoch zu einem erhöhten physikalischen Steuerflächenausschlag führt.

Aus diesen Überlegungen folgt, dass eine robuste Detektion additiver sowie multiplikativer Sensorfehler schwierig ist, weil sie teilweise oder zur Gänze vom Regler kompensiert werden können. Substituierende Fehlerfälle können hingegen in der Regel detektiert werden. Allen Sensorfehlern gemein ist, dass sie nicht als solche isoliert werden können, sofern lediglich ein Messsignal vorliegt. In Bezug auf die Fehleridentifikation geht aus den vorangegangenen Überlegungen hervor, dass diese bei additiven bzw. multiplikativen Fehlern am Regelsensor, sofern sie nicht vollständig kompensiert werden, gelingen kann. Dabei können dieselben Identifikationsmethoden eingesetzt werden, wie sie für die physikalischen Aktuatorfehler hergeleitet worden sind. Bei substituierenden Fehlern kann die Identifikation jedoch zu zusätzlichen Problemen führen. Dabei wird ein Verhalten identifiziert, was mit dem eigentlichen Aktuatorverhalten nicht übereinstimmt. Abschließend muss festgehalten werden, dass, sofern Fehler am Sensor nicht ausgeschlossen werden können, eine rein lokale Betrachtung bei Vorliegen eines einzigen Sensorsignals nicht sinnvoll ist.

In der Literatur werden unterschiedliche Alternativen für eine robuste Detektion der Fehler am Regelsensor vorgeschlagen: Die mittels des aktuatoreigenen Reglers durchgeführte Kompensation des Fehlers führt zu einer Auslenkung der Steuerfläche. Dies bringt eine Änderung der aerodynamischen Verhältnisse am Flugzeug mit sich, sodass eine Detektion auf Flugzeugebene durchgeführt werden kann [Van+12b]. Ebenfalls möglich ist eine kombinierte Methode nach [ECM12], die einen lokalen Ansatz zur Aktivierung der Detektionsmethodik auf globaler Systemebene nutzt. Da sich die aerodynamische Last durch den vom Sensorfehler herbeigeführten Ausschlag der Steuerfläche verändert, kann dieser zusätzliche Effekt in einem Multimodellansatz auf lokaler Ebene berücksichtigt werden. Dies erfordert jedoch speziell für geringe Abweichungen des Sensorsignals sehr genaue Modelle der aerodynamischen Last, weshalb der Ansatz in der Praxis nur schwer umsetzbar ist.

Als letzter Punkt erscheint es zweckmäßig, zur Detektion und vor allem im Hinblick auf die relevante Isolation von Sensorenfehlern zumindest einen zweiten Sensor einzusetzen und dadurch ein unabhängiges Messsignal bereitzustellen. Dadurch kann die implizite Isolation des fehlerhaften Aktuatorverhaltens durch den lokalen Fehlerdetektionsansatz beibehalten werden. Zudem können Fehler auf der Aktuatorebene selbst isoliert und korrekt identifiziert werden.

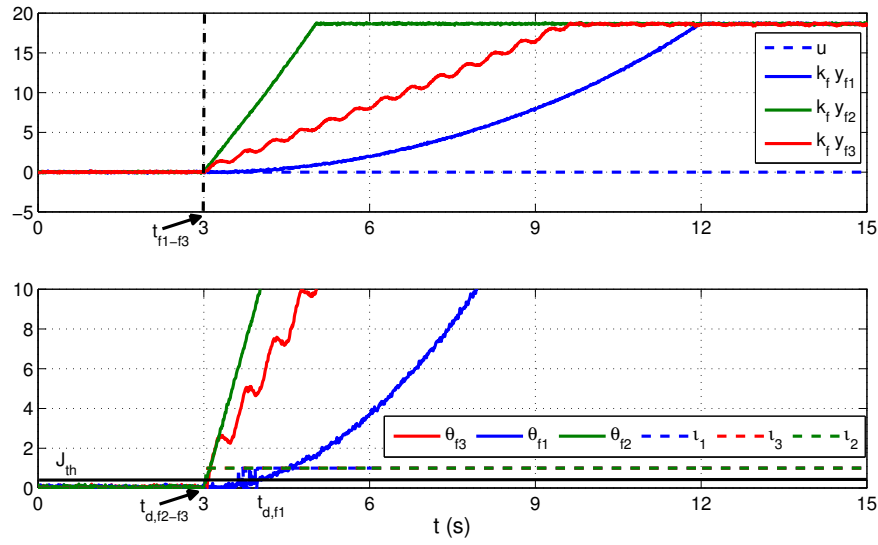


Abbildung 5.6: Zeitverläufe der Detektionssignale von drei unterschiedlichen weglau-fenden Fehlerfällen

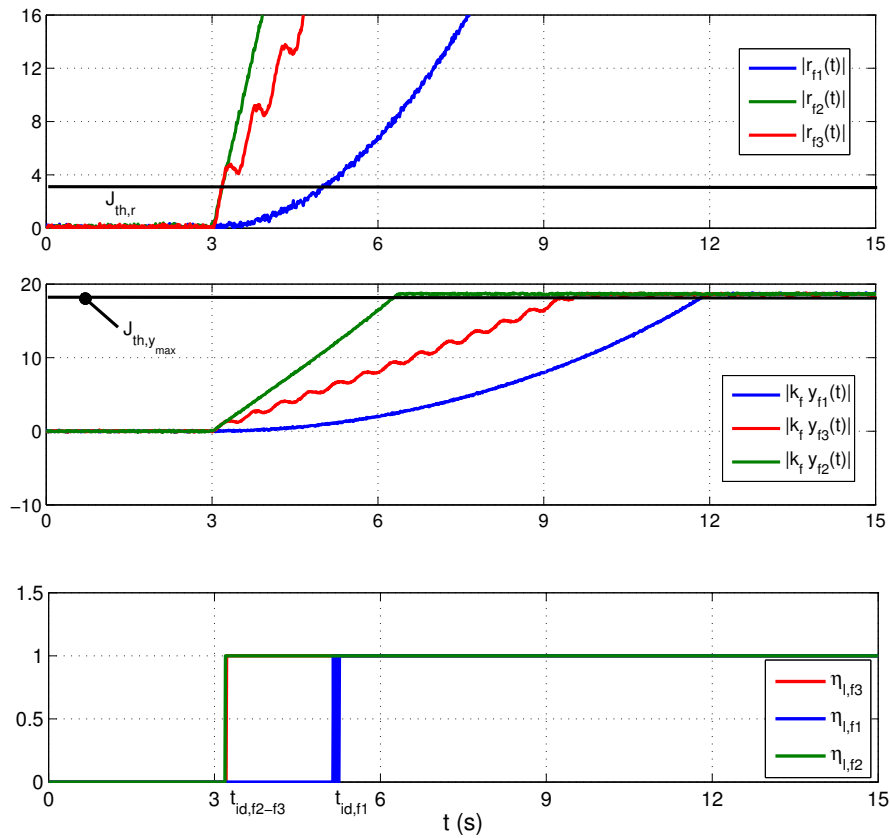


Abbildung 5.7: Zeitverläufe der entsprechenden Identifikationssignale bei Auftreten der drei Fehlerfälle aus Abbildung 5.6

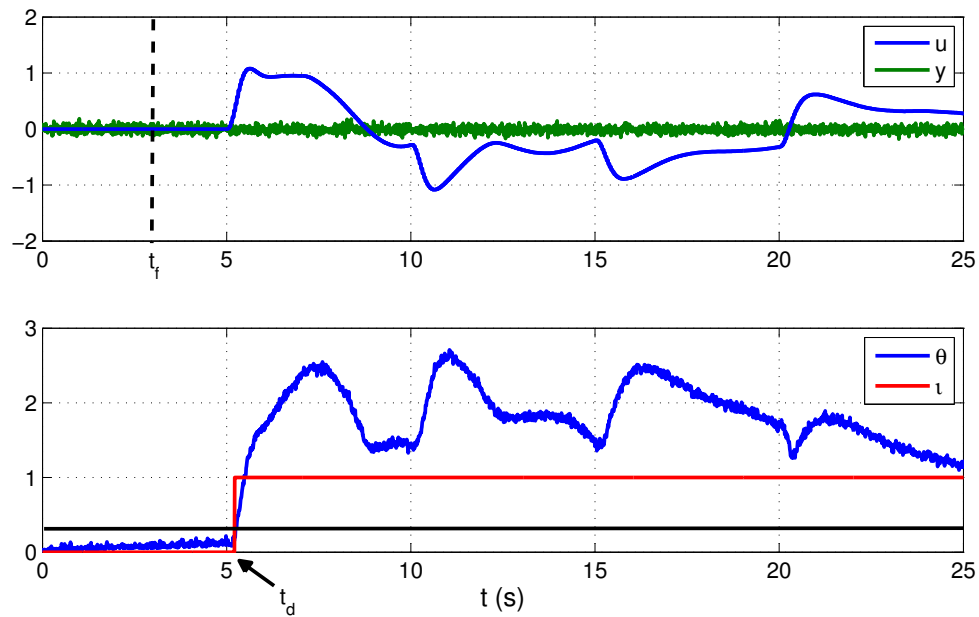


Abbildung 5.8: Zeitverläufe der Detektionssignale bei Festklemmen des Aktuators in der Trimmposition

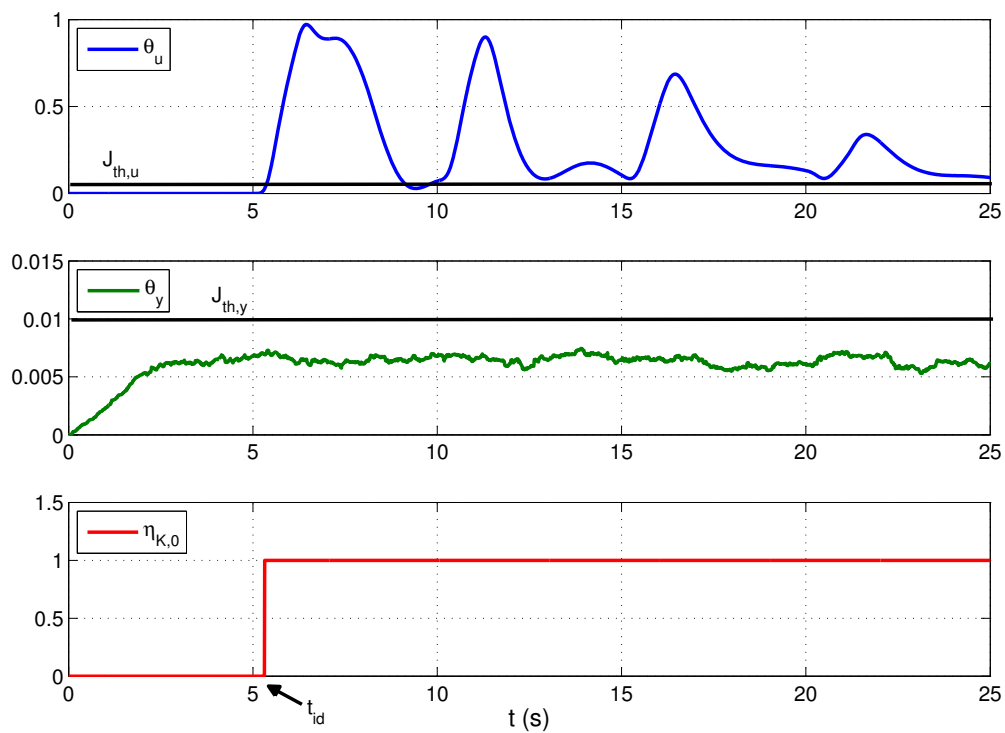


Abbildung 5.9: Zeitverläufe der Identifikationssignale bei Festklemmen des Aktuators in der Trimmposition

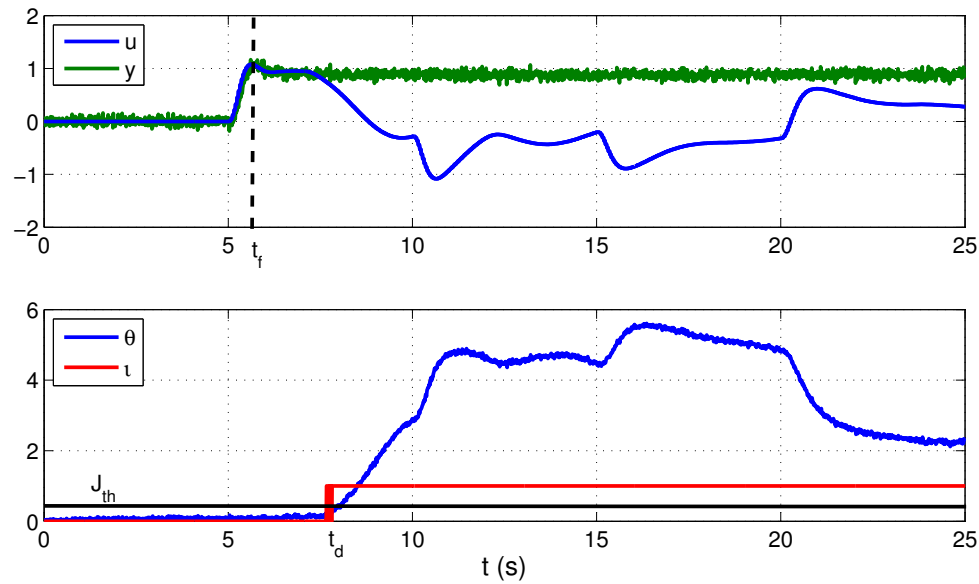


Abbildung 5.10: Zeitverläufe der Detektionssignale bei Festklemmen des Aktuators

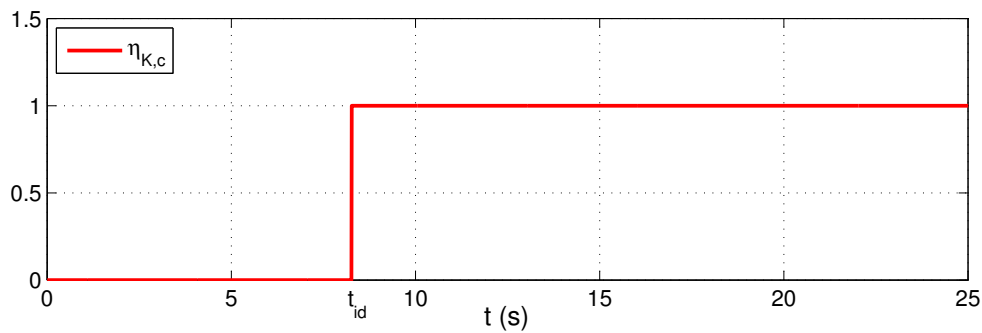
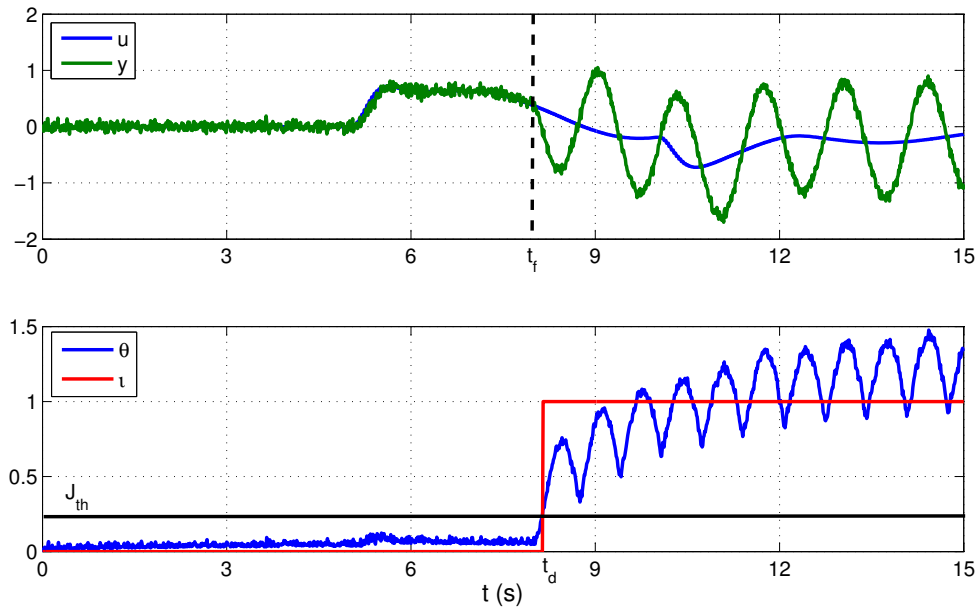
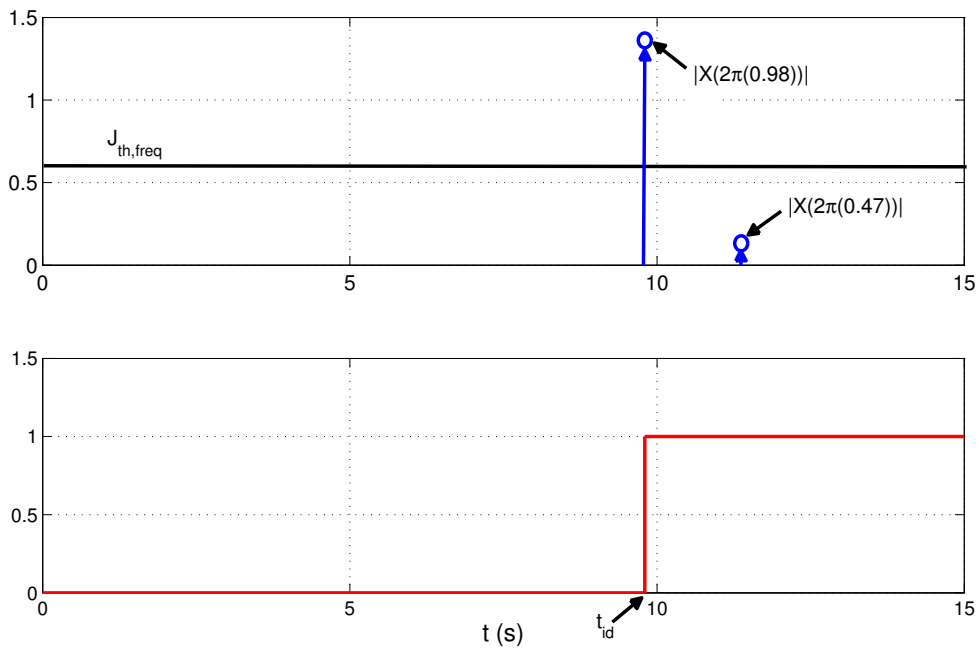


Abbildung 5.11: Zeitverläufe des Identifikationssignals bei Festklemmen des Aktuators

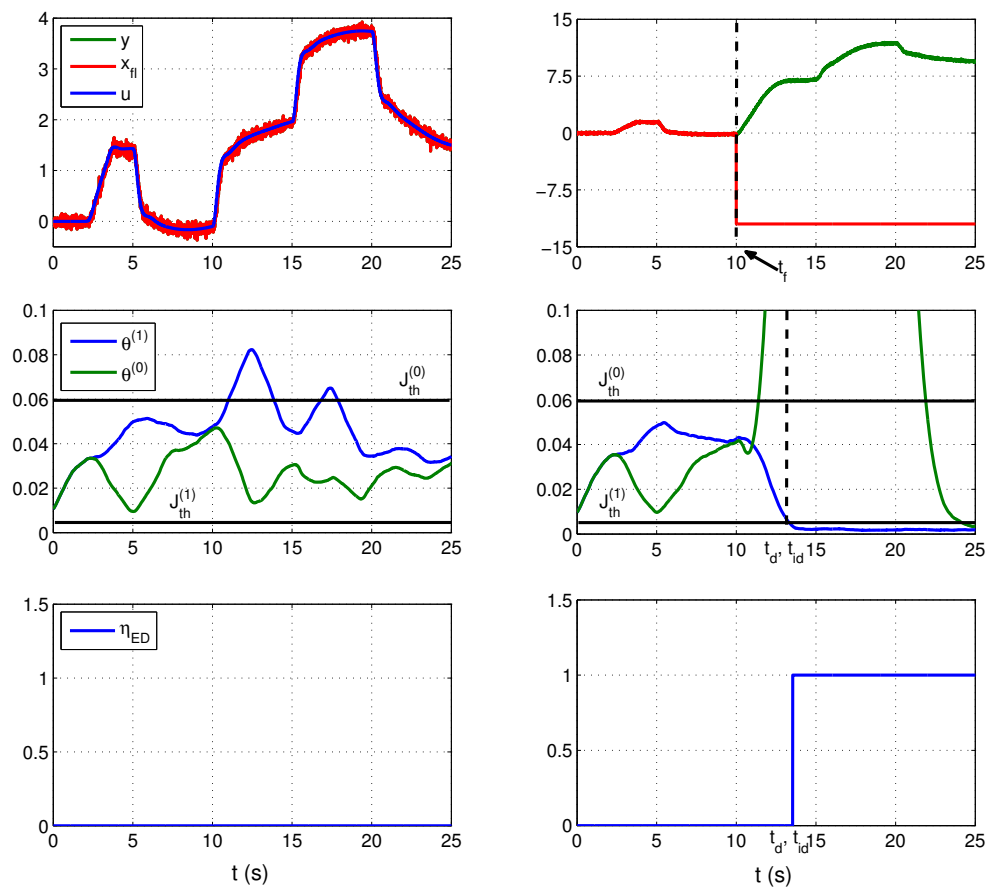


**Abbildung 5.12:** Zeitverläufe der Detektionssignale eines additiven oszillatorischen Fehlerfalls

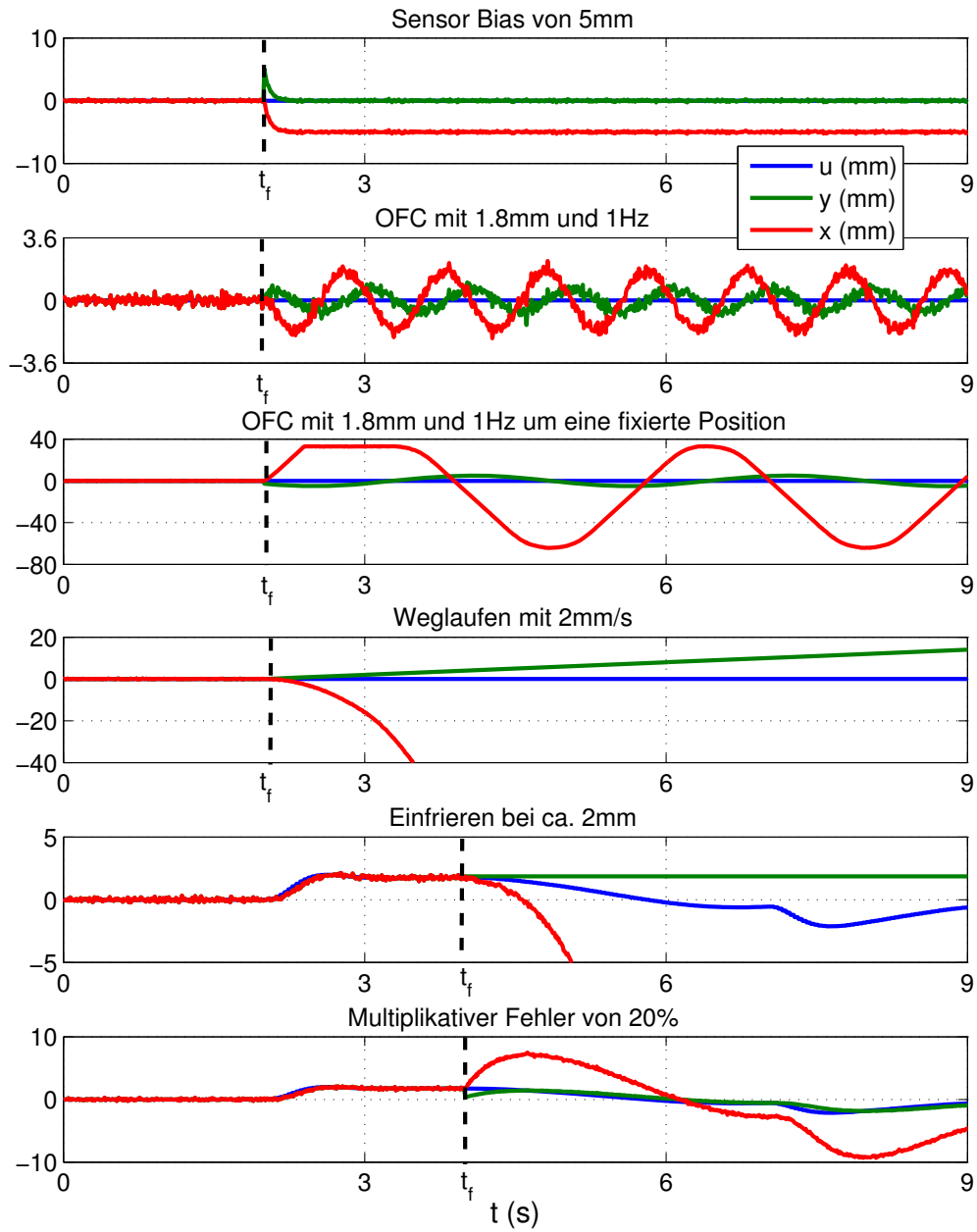


**Abbildung 5.13:** Zeitverläufe der entsprechenden Identifikationssignale eines additiven oszillatorischen Fehlerfalls





**Abbildung 5.14:** Zeitverläufe der Modelldetektion im fehlerfreien Fall (linke Spalte) sowie bei Bruch der Aktuatorstange (rechte Spalte)



**Abbildung 5.15:** Zeitverläufe des Aktuatoreingangs  $u$ , der gemessenen Position der Aktuatorstange  $y$  sowie ihrer tatsächlichen Position  $x$

### 5.1.4 Struktur eines FDD-Systems zur Identifikation mehrerer Klassen von physikalischen Aktuatorfehlern

Eine generische Systemstruktur, mit deren Hilfe unterschiedliche Fälle sowohl identifiziert als auch voneinander unterschieden werden können, ist in Abbildung 5.16 dargestellt. Der Residuenfilter kann dabei als Basis für die Detektion mehrerer Fehler genutzt werden. Im Gegensatz dazu werden die Evaluierung des Residuums und die Entscheidung über das Vorhandensein eines Fehlers für eine jede Fehlerklasse individuell vorgenommen. Dies bietet die Möglichkeit der Optimierung eines jeden Kanals für die jeweilige Fehlerklasse, um eine zeitoptimale Aktivierung der individuellen Identifikationsansätze zu ermöglichen.

Für die Erkennung von parametrischen Fehlern wird die Struktur um Modelldetektoren erweitert. Für eine jede Fehlerklasse sind hierbei eigene Multimodellresiduenfilter zu implementieren, die jeweils unterschiedliche Dimensionen der Residuenvektoren aufweisen können. Für einen jeden Multimodellresiduenfilter sind wiederum Evaluierungsfunktionen und eine Logik zur Entscheidungsfindung zu implementieren. Die signalbasierte Fehleridentifikation ist jedoch nicht vonnöten, weil die Identifikation implizit durch die Fehlermodellierung in den den Residuenfiltern zugrunde liegenden Modellbeschreibungen vorliegt.

Das vorgestellte System kann auf Grund seiner generischen Struktur relativ einfach auf die jeweilige Problemstellung angepasst werden, indem die Zahl der unterschiedlichen Kanäle an die zu detektierenden Fehlerklassen angepasst wird. Wird die Situation des Aktuators mit lediglich einem zur Verfügung stehenden Sensorsignal betrachtet, lässt sich für die Detektion der möglichen physikalischen Fehlerfälle eine Struktur mit vier Kanälen definieren. Dabei erfolgt die Detektion, basierend auf ein und demselben Residuenfilter, in  $q = 4$  Kanälen ( $\eta_1 = \eta_L$ ,  $\eta_2 = \eta_K$ ,  $\eta_3 = \eta_{OFC}$  und  $\eta_4 = \eta_{EK}$ ). Zusätzlich ist ein Kanal ( $q_m = 1$ ) zur Modelldetektion des parametrischen Effizienzverlusts ( $\eta_5 = \eta_{ED}$ ) vorhanden. Die Struktur eines solchen Systems ist in Abbildung 5.17 dargestellt. Dabei wurde auf die Identifikationskanäle, notwendig für die Identifikation von Sensorfehlern, absichtlich verzichtet, weil für die vollständige Lösung des Detektions-, Isolations- und Identifikationsproblems von Sensorenfehlern mehrere Sensoren implementiert werden müssen. Dies ist Gegenstand von Abschnitt 5.2.

#### Differenzierungsaspekte der Fehlerfälle

Bisher wurde die Interaktion der einzelnen Identifikationsalgorithmen weitgehend außer Acht gelassen. An dieser Stelle soll die Überschneidung der Algorithmen besprochen werden. Inwieweit sich simultane Identifikationen verhindern lassen, wird anhand der Charakteristik der einzelnen Fehler festgestellt. Daraus lassen sich entsprechende Entkopplungsbedingungen der Identifikationssignale ableiten. Die wichtigsten Punkte werden nachfolgend diskutiert:

- Die größte Herausforderung stellt die Abgrenzung zwischen weglauenden von oszillatorischen Fehlerfällen dar. Diese gelingt durch die Definition einer Fehleramplitude  $J_{th,r}$  als Grenzwert, bis zu dem ein OFC als solcher identifiziert werden soll. Über diesem Grenzwert werden auch OFCs als unkontrolliertes Weglaufen identifiziert.

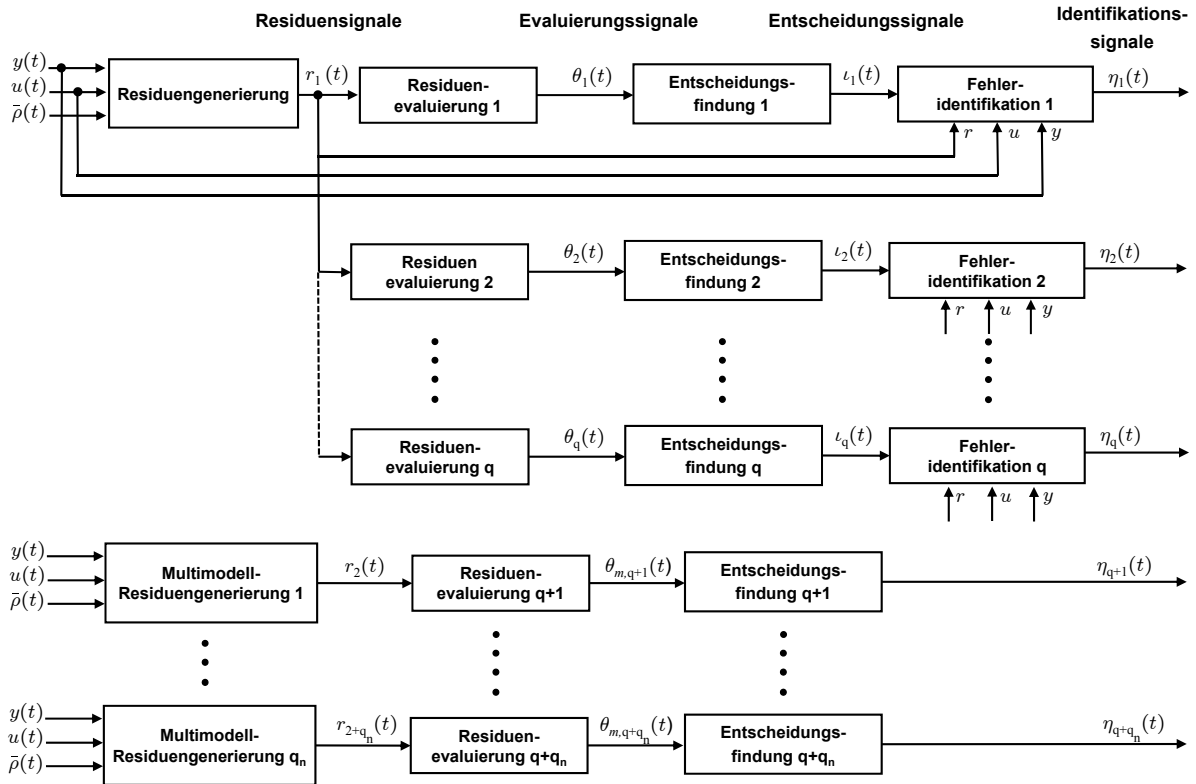
Der umgekehrte Fall, die Identifikation eines unkontrollierten Weglaufens als OFC, kann auftreten, weil das weglauende Verhalten von einer Schwingung überlagert wird, die folglich in den Signalspektren der DFT in Erscheinung tritt. Dieses Problem lässt sich lediglich durch eine Priorisierung der Fehlerklassen anhand ihrer Kritikalität lösen. Eine solche Priorisierung ist vorzunehmen, um bei einer auftretenden, nicht zu verhindernden simultane Identifikation die korrekten Maßnahmen einleiten zu können. Sie berücksichtigt die Höhe des Einflusses bzw. das entstehende Risiko der identifizierten Fehler auf die Stabilität der Flugzeugdynamik. Für das genannte Beispiel bedeutet dies, dass, wenn ein Fehlerfall sowohl als OFC als auch als unkontrolliertes Weglaufen identifiziert wird, das unkontrollierte Weglaufen auf Grund der höheren Kritikalität als die gültige Identifikation anzusehen ist.

- Oszillatorische Fehlerfälle um einen konstanten Mittelwert der Aktuatorposition, d. h. es werden keinerlei Steuersignale mehr vom Aktuator umgesetzt, werden, je nach Kritikalität der Situation, durch die Logik (5.27) ebenfalls als unkontrolliertes Aktuatorverhalten identifiziert. Die Kritikalität bezieht sich in diesem Fall darauf, inwieweit das induzierte Fehlermoment das geforderte Moment beeinflusst. Lediglich bei großen Abweichungen zwischen gefordertem und vorliegendem Moment wird der Fehler als unkontrolliertes Aktuatorverhalten identifiziert. Liegt eine hohe Differenz zwischen gefordertem und erzeugtem Moment vor, kann dies aber ohnehin als unkontrolliertes Verhalten des Aktuators interpretiert werden. Daher ist die Identifikation dieses Fehlerfalls durch die präsentierte Logik und die Identifikation als unkontrolliertes Aktuatorverhalten nicht nur akzeptabel, sondern auch gewünscht, um möglichst rasch adäquate Gegenmaßnahmen treffen zu können.
- Ähnlich verhält es sich bei einem Festklemmen des Aktuators nahe seiner Sättigungsposition: Diese Situation wird durch die Bedingung (5.27) ebenso als unkontrolliertes Verhalten identifiziert, sofern das Residuum groß genug ist. Dies erscheint jedoch durchaus sinnvoll, weil sich bei festklemmenden Aktuatoren an großen Auslenkpositionen in Kombination mit einem geringen Kommandosignal eine große Differenz zwischen dem geforderten und tatsächlich gelieferten Moment ergibt, was als großes, auf die Flugzeugdynamik wirkendes Störmoment interpretiert werden kann. Dieses Störmoment führt zu einer schnellen Divergenz des Flugzeugs vom ursprünglichen Trimm- bzw. Arbeitspunkt, sodass eine rasche Identifikation notwendig ist.
- Im Zuge eines konstanten Eingangssignals  $u$  ist die Unterscheidung zwischen einem additiven Effizienzverlust und einem festklemmenden Aktuator nicht möglich. In diesem Fall ist das Festklemmen des Aktuators zu priorisieren, weil dieses üblicherweise als kritischer eingestuft wird als der additive Effizienzverlust. Dies bedeutet aber auch, dass ein Effizienzverlust eindeutig lediglich bei einem veränderlichen Eingangssignal zu identifizieren ist. Für diese eindeutige Identifikation wird die Identifikationslogik (5.48) um die Bedingung eines veränderlichen Eingangs  $u$ , z. B. durch eine Bedingung für die Varianz  $\sigma_u > J_{th, \sigma_u}$ , erweitert. Die Berechnung der Varianz erfolgt dabei rekursiv für  $N$  Simulationspunkte mittels (5.32) mit

$v = u$ . Die Varianz  $\sigma_u$  des Eingangs kann schließlich durch

$$\sigma_u^2 = M_N / (N - 1) \quad (5.70)$$

angegeben werden. Diese Bedingung hat jedoch auch zur Folge, dass bei Vorliegen eines konstanten Eingangssignals bei Auftreten eines additiven Effizienzverlusts dieser (fälschlicherweise) als festklemmender Aktuator identifiziert wird. Da jedoch keine Unterscheidungsmöglichkeit besteht, muss in diesem Fall vom kritischeren Szenario ausgegangen werden. Zudem wird auch ein additiver Effizienzverlust bei einem sich verändernden Kommandosignal ab einer definierten Größe des Residuums als unkontrollierbares Aktuatorverhalten identifiziert. Dies ist bei großen Abweichungen des Ist- vom Sollwert aber ohnehin wünschenswert.



**Abbildung 5.16:** Generisches System zur Fehlerdetektion und -identifikation mehrerer Aktuatorfehler

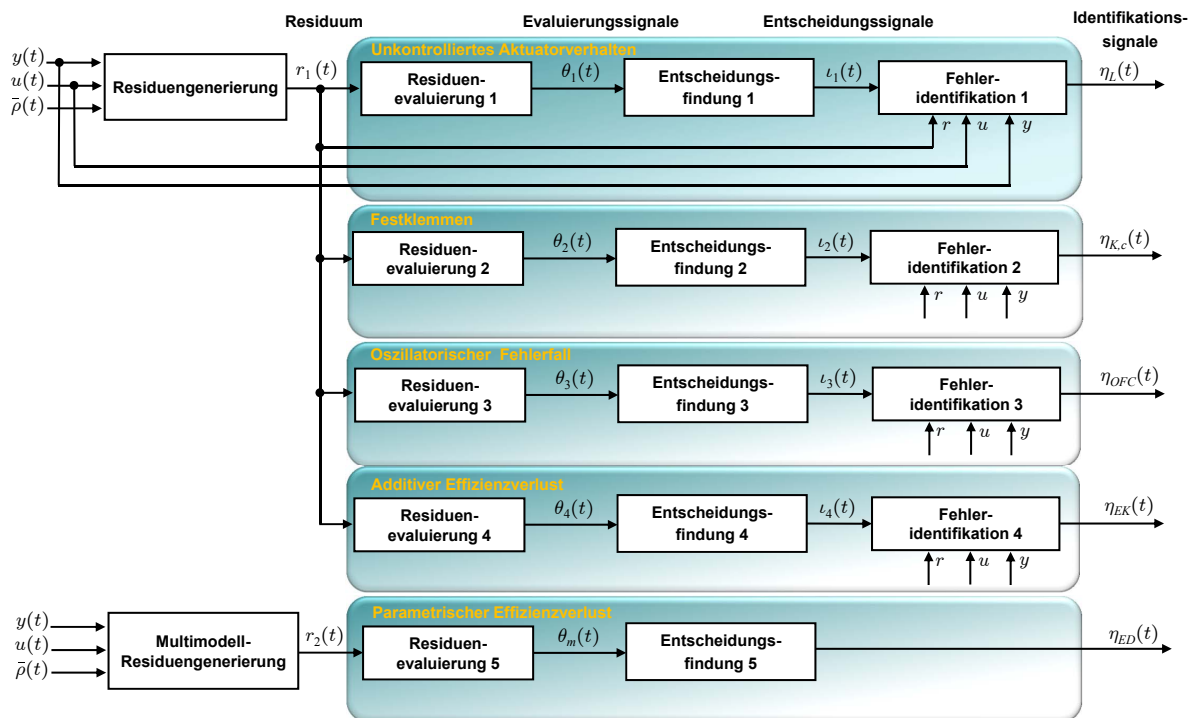


Abbildung 5.17: Vorgeschlagenes System zur Fehlerdetektion und -identifikation relevanter Aktuatorfehler bei Verwendung eines Sensors

## 5.2 FDD-System für Aktuatoren mit mehreren Sensoren

Speziell bei primären Steuerflächen werden neben dem zur Messung der Stangenposition des aktiven Aktuators benötigten Sensor redundante Sensoren eingesetzt, um die Robustheit gegenüber Ausfällen zu erhöhen. Im Detail sind dies Sensoren auf der Steuerfläche und der Stange des passiven, d. h. nicht aktiv angesteuerten Aktuators. Die Fehlerdetektion und -isolation wird dabei standardmäßig, ähnlich wie auf Flugzeugebene, rein signalbasiert durch den Vergleich der Signale mit einem Mittelwert der drei Messungen durchgeführt [Jia04],[BCZ11]. In diesem Abschnitt soll indes ein Residuenfilter systematisch hergeleitet werden, mit dem sich sowohl Sensorenfehler als auch Aktuatorfehler modellbasiert robust detektieren als auch isolieren lassen. Die Messungen der beiden Positionen der Aktuatorstangen sind im fehlerfreien Betrieb auf Grund einer physikalischen Verbindung untereinander annähernd identisch. Abbildung 5.18 zeigt das Blockschaltbild des vereinfachten Aktuatorensystems mit den drei Ausgangssignalen, wobei die Dynamik der Sensoren vernachlässigt wird. Die Fehler  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$  in Abbildung 5.18 beschreiben dabei die drei Sensorenfehler,  $f_A$  die physikalischen Aktuatorfehler und  $n_1$ ,  $n_2$  und  $n_3$  die Störeinflüsse der Sensoren. Der Parameter  $k_a$  definiert die Dynamik des Aktuators,  $k_p$  die Reglerverstärkung und  $k_f$  die lineare Übertragung von der Position der Aktuatorstange auf die Position der Steuerfläche.

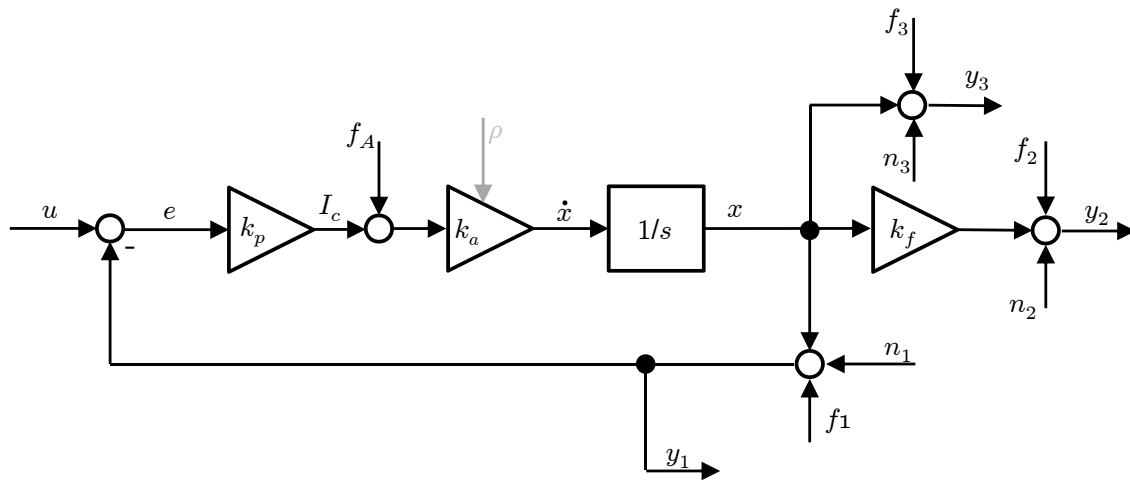


Abbildung 5.18: Vereinfachtes Blockschaltbild des Aktuatorensystems

Für die folgenden Betrachtungen gilt die Vereinfachung,  $\rho$  und dementsprechend  $k_a$  sei konstant. Dies ermöglicht die Betrachtung der Übertragungseigenschaften im Frequenzbereich und bietet eine bessere Übersichtlichkeit. Der Übergang von dem berechneten linearen auf einen nichtlinearen Residuenfilter gelingt am Ende durch die Transformation der Ergebnisse in den Zeitbereich und der Substitution des linearen Koeffizienten im Residuenfilter durch entsprechende genauere Approximationen des Koeffizienten, wie sie in Kapitel 2 vorgestellt wurden. Für die Auslegung des linearen Residuenfilters wird folgende Strategie gewählt: Für das vorliegende System wird die vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix  $\bar{S}$  bestimmt. Basierend auf dieser Matrix und den Überlegungen in

Bezug auf eine robuste Fehlerisolation wird eine Kombination aus den einzelnen Zeilen von  $\bar{S}$  in einer Fehlersignaturmatrix  $S$  für die Synthese des Residuenfilters zusammengestellt, mit der der Residuengenerator  $Q(s)$  zur Generierung des Residuenvektors

$$\mathbf{r}(s) = Q(s) \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1(s) \\ \mathbf{y}_2(s) \\ \mathbf{y}_3(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

bestimmt wird. Zu Beginn werden die Übertragungseigenschaften der drei Sensorenfehler  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$ , des Aktuatorfehlers  $f_A$  sowie des Steuereingangs  $u$  auf die jeweiligen Systemausgänge  $y_1$ ,  $y_2$  und  $y_3$  bestimmt. Dazu wird die entsprechende Übertragungsmatrix  $G_f(s)$ , die die einzelnen Übertragungsfunktionen der Fehler auf die Ausgänge beinhaltet, sowie die Übertragungsmatrix  $G_u(s)$ , die die Übertragungsfunktion des Steuereingangs auf die Ausgänge enthält, bestimmt:

$$G_f(s) = \begin{bmatrix} \frac{s}{s + k_p k_a} & 0 & 0 & \frac{k_a}{s + k_p k_a} \\ -\frac{k_p k_a k_f}{s + k_p k_a} & 1 & 0 & \frac{k_a k_f}{s + k_p k_a} \\ -\frac{k_p k_a}{s + k_p k_a} & 0 & 1 & \frac{k_a}{s + k_p k_a} \end{bmatrix}, \quad G_u(s) = \begin{bmatrix} \frac{k_p k_a}{s + k_p k_a} \\ \frac{k_f k_p k_a}{s + k_p k_a} \\ \frac{k_p k_a}{s + k_p k_a} \end{bmatrix}. \quad (5.72)$$

Dabei beschreiben die ersten drei Spalten von  $G_f(s)$  die Übertragungsdynamik der drei Sensorenfehler und die letzte Spalte jene des Aktuatorfehlers auf die drei Ausgangssignale. In Tabelle 5.2 ist nochmals die Wirkungsweise der einzelnen Eingänge auf die Ausgänge zusammengefasst. Dabei entspricht  $P$  einer proportionalen,  $T_1$  einer verzögernden und  $D$  einer differenzierenden Übertragung. Diese Übersicht dient als Grundlage der nachfolgenden Betrachtungen und der Auslegung unterschiedlicher Residuenfilter zur Isolation von Fehlern am Aktuator.

	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_A$	$u$
$y_1$	$DT_1$	0	0	$PT_1$	$PT_1$
$y_2$	$PT_1$	$P$	0	$PT_1$	$PT_1$
$y_3$	$PT_1$	0	$P$	$PT_1$	$PT_1$

**Tabelle 5.2:** Wirkungsweise der Fehler und des Eingangs auf die Ausgänge

### 5.2.1 Isolation der Sensorenfehler

Im Hinblick auf die Fehlerisolation am Aktuator werden im Folgenden zwei unterschiedliche Problemstellungen behandelt. Zu Beginn werden lediglich die Sensorenfehler betrachtet, um in einem zweiten Schritt das erarbeitete System um den Aktuatorfehler zu



erweitern. Können Aktuatorfehler ausgeschlossen werden, lässt sich damit ein Residuengenerator und in weiterer Folge ein FDD-System auslegen, das sowohl die Detektion als auch die Isolation von Sensorenfehlern am Aktuator ermöglicht. Im Falle von drei möglichen Sensorenfehlern besitzt die vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix  $\bar{S}$  mit der Dimension  $\tilde{q} \times m_f$  drei Spalten. Die maximale Anzahl  $\tilde{q}$  an Zeilen wird nachfolgend analytisch durch die Auslegung der möglichen Residuenfilter mit unterschiedlichen Fehlerspezifikationsvektoren, die die Wirkungsweise der unterschiedlichen Fehler auf ein Residuum definieren, hergeleitet:

- Zum Zwecke der Fehlerdetektion ohne Isolation kann ein Residuenfilter mit einem skalaren Ausgang bestimmt werden, welcher alle drei Fehlerfälle stationär auf das Residuum überträgt. Betrachtet man die Zusammenhänge in Tabelle 5.2, lässt sich ein solcher Residuenfilter durch die Verwendung der Ausgangssignale  $y_2$  und  $y_3$  realisieren. Berücksichtigt man die Entkopplungsbedingung des Residuums vom Eingang  $u$ , ergibt sich ein möglicher Filter zu

$$q_1(s) = \frac{a_1}{s + a_1} \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & G_u^{-1}(s)(1 + k_f) \end{bmatrix}, \quad (5.73)$$

wobei für  $a_1$  ein beliebiger Wert größer 0 gewählt werden kann und  $G_u(s) = \frac{k_p k_a}{s + k_p k_a}$  die lineare Approximation des Übertragungsverhaltens vom Eingang auf die Position der Aktuatorstange beschreibt. Der dazugehörige Fehlerspezifikationsvektor ergibt wie gefordert

$$s_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.74)$$

- Um Residuengeneratoren zu erzeugen, die nicht von allen Fehlern beeinflusst werden, kann ein einzelnes Sensorsignal und der Eingang  $u$  in einem Detektor verwendet werden. Dabei lässt sich für jedes der drei Sensorensignale ein Filter mit einem individuellen Fehlerspezifikationsvektor angeben. Unter Berücksichtigung der Entkopplungsbedingung in Bezug auf  $u$  ergeben sich die Filter

$$\begin{aligned} q_2(s) &= \frac{a_2}{s + a_2} \begin{bmatrix} -\frac{s + k_p k_a}{k_p k_a} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ q_3(s) &= \frac{a_3}{s + a_3} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{s + k_p k_a}{k_f k_p k_a} & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ q_4(s) &= \frac{a_4}{s + a_4} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{s + k_p k_a}{k_p k_a} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.75)$$

mit den dazugehörigen Fehlerspezifikationsvektoren

$$\begin{aligned} s_2 &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ s_3 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ s_4 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.76)$$

- Ohne dynamisches Modell des Aktuatorverhaltens kann bei Verwendung der Messsignale sowie der Übertragung  $k_f$  zwischen der Position der Aktuatorstange und jener der Steuerfläche ein Filter zu

$$q_5(s) = \frac{a_5}{s + a_5} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -k_f & 0 \end{bmatrix} \quad (5.77)$$

mit dem Fehlerspezifikationsvektor

$$s_5 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.78)$$

bestimmt werden.

- Die Verwendung aller drei Sensorensignale sowie des Eingangs ermöglicht die Auslegung des Detektors

$$q_6(s) = \frac{a_6}{s + a_6} \begin{bmatrix} -G_u^{-1}(s) & -\frac{s + k_p k_a}{k_f k_p k_a} & \frac{s + k_p k_a}{k_p k_a} & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.79)$$

der den Fehlerspezifikationsvektor

$$s_6 = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.80)$$

besitzt.

- Betrachtet man die Differentialgleichung des Aktuators, müssen für die unterschiedlichen Sensorensignale die Bedingungen

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 + k_p k_a k_f (y_1 - u) &= 0 \\ \dot{y}_3 + k_p k_a (y_1 - u) &= 0 \\ \dot{y}_2 + k_f \dot{y}_3 + 2k_p k_a k_f (y_1 - u) &= 0 \end{aligned} \quad (5.81)$$

erfüllt sein. Diese Gleichungen sind lediglich von den Eingängen, nicht aber von allen Fehlern entkoppelt und können daher direkt als Residuenfilter

$$\begin{aligned} q_7(s) &= \frac{a_7}{s + a_7} \begin{bmatrix} k_p k_a k_f & s & 0 & -k_p k_a k_f \end{bmatrix} \\ q_8(s) &= \frac{a_8}{s + a_8} \begin{bmatrix} k_p k_a & 0 & s & -k_p k_a \end{bmatrix} \\ q_9(s) &= \frac{a_9}{s + a_9} \begin{bmatrix} 2k_p k_a k_f & s & k_p k_a k_f s & -2k_p k_a k_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.82)$$

angegeben werden. Die Bestimmung der dazugehörigen Fehler-spezifikationsvektoren liefert

$$\begin{aligned} s_7 &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \\ s_8 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ s_9 &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.83)$$

Die vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix für ein Aktuatorensystem mit drei Messsignalen lässt sich mit

$$\bar{S}_S = \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.84)$$

angeben, wobei sich der Index  $S$  der Fehlersignaturmatrix in dieser und in den folgenden Gleichungen auf die Fehlerisolutionsproblemstellung für drei Sensoren am Aktuator bezieht. Ein Vergleich mit der in [Var09b] vorgestellten Methodik zur Berechnung der vollständig erreichbaren Fehlersignaturmatrix liefert dasselbe Ergebnis wie die gezeigte analytische Herleitung. Beachtet man die Forderung der strengen Detektierbarkeit eines Fehlers, d. h. der Stationärwert des jeweiligen Residuums ist bei Auftreten des mit dem Residuum gekoppelten Fehlers ungleich null, müssen die Zeilen mit  $-1$ -Einträgen in  $\bar{S}_S$  vernachlässigt werden. Diese sind auf Grund dessen, dass die dazugehörigen Residuen bei Auftreten des Fehlers asymptotisch gegen null gehen, für eine Nutzung zur Fehlerisolation nicht geeignet. Dies gilt auch für Filter, die Residuen erzeugen, die mit allen Fehlern gekoppelt sind, weil keine Isolationsinformation daraus gewonnen werden kann. Jedoch wurden an dieser Stelle alle relevanten Filter mit in die Betrachtung einbezogen, um die vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix des Systems anzugeben. Werden die zwei genannten Punkte beachtet und die jeweiligen Zeilen ignoriert, ergibt sich für die Synthese des Residuenfilters die gewünschte Fehlersignaturmatrix zu

$$S_S = \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \\ s_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.85)$$

welche unidirektional stark isolierend (siehe Kapitel 3) ist und dadurch gute Robustheitseigenschaften aufweist. Der Residuengenerator  $Q(s) = Q_S(s)$  zur Detektion und Isolation von Aktuator Sensorenfehlern kann durch Zusammensetzen der zu den Zeilen von  $S_S$  entsprechenden Filter  $q_3$ ,  $q_4$  und  $q_5$  angegeben werden:

$$Q(s) = \begin{bmatrix} q_3 \\ q_4 \\ q_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{a_3}{s+a_3} \frac{s+k_p k_a}{k_f k_p k_a} & 0 & 0 & \frac{a_3}{s+a_3} \\ 0 & 0 & -\frac{a_4}{s+a_4} \frac{s+k_p k_a}{k_p k_a} & \frac{a_4}{s+a_4} \\ 0 & \frac{a_5}{s+a_5} & -\frac{a_5}{s+a_5} k_f & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.86)$$

### 5.2.2 Vollständige Isolation der Aktuatoren- sowie Sensorenfehler

In diesem Abschnitt sollen zusätzlich die physikalischen Aktuatorfehler in die Isolationsbetrachtung miteinbezogen werden. Alle Klassen des physikalischen Aktuatorfehlers werden dabei als ein Fehler betrachtet, der additiv am Kommandosignal  $I_c$  des Aktuators wirkt (vgl. Abbildung 5.18). Eine Unterscheidung zwischen den physikalischen Aktuatorfehlern selbst wird durch die Identifikationsalgorithmen erreicht. Somit muss die vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix des Systems entsprechend um eine Spalte erweitert werden. Diese Erweiterung der Fehlersignaturmatrix (5.84) um den physikalischen Aktuatorfehler liefert

$$\bar{S}_S = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.87)$$

Zudem können für die neue Problemstellung drei weitere Residuenfilter hergeleitet werden, deren Fehlerspezifikationsvektoren sich von jenen in der Matrix (5.87) unterscheiden. Aus der Betrachtung von (5.87) geht hervor, dass der physikalische Fehler alle Residuen bis auf eines beeinflusst. Hinsichtlich einer robusten Struktur sind demnach Residuen, die von diesem Einfluss entkoppelt sind, von Interesse. Da ein physikalischer Fehler am Aktuator auf alle drei Messsignale stationär übertragen wird (vgl. Tabelle 5.2), lässt sich die Entkopplung durch eine gewichtete Subtraktion der Messsignale voneinander erreichen. Unterschiedliche Kombinationen von Messsignalen ergeben dabei die drei Filter

$$\begin{aligned} q_{10}(s) &= \frac{a_{10}}{s + a_{10}} \begin{bmatrix} k_f & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ q_{11}(s) &= \frac{a_{11}}{s + a_{11}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \\ q_{12}(s) &= \frac{a_{12}}{s + a_{12}} \begin{bmatrix} -1 & \frac{2}{k_f} & -1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.88)$$

mit den dazugehörigen Fehlerspezifikationsvektoren

$$\begin{aligned} s_{10} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ s_{11} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ s_{12} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.89)$$

Schlussendlich lässt sich die vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix  $\bar{S}_{SA}$  für das Aktuatorensystem mit drei Messsignalen und der Berücksichtigung von drei Aktuator-

sensorenfehlern sowie der physikalischen Aktuatorfehler zu

$$\bar{S}_{SA} = \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.90)$$

angeben, wobei sich der Index  $SA$  der Fehlersignaturmatrix  $S$  in den folgenden Gleichungen auf das FDIP für Fehler an den drei Sensoren und dem Aktuator selbst bezieht.

Die eigentliche Wahl der Fehlersignaturmatrix  $S_{SA}$  für die Synthese des Residuengenerators muss im Wesentlichen Robustheitsanforderungen gegenüber Falschklassifizierungen berücksichtigen. Aus (5.90) lässt sich die  $5 \times 4$  Matrix

$$S_{SA} = \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \\ s_{10} \\ s_{11} \\ s_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.91)$$

ableiten, die eine bidirektional stark isolierende Struktur ersten Grades besitzt. Fügt man zusätzlich den Fehlerspezifikationsvektor  $s_5$  hinzu, wird eine bidirektional stark isolierende Struktur zweiten Grades erreicht:

$$S_{SA} = \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \\ s_{10} \\ s_{11} \\ s_{12} \\ s_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.92)$$

Wie in Kapitel 3.4 diskutiert, ist eine bidirektional stark isolierende Struktur speziell im Zusammenhang mit partiellen Grenzwertüberschreitungen anfällig für Falschklassifizierungen der Fehler. Wird die Struktur (5.92) genauer betrachtet, gelangt man zu dem Schluss, dass zu einer unidirektional stark isolierenden Struktur lediglich ein Residuum fehlt, welches von Fehlern am Regelkreissensor entkoppelt ist und von physikalischen Aktuatorfehlern stationär beeinflusst wird. Eine solche Struktur ist in den Zeilenvektoren  $s_1 - s_{12}$  jedoch lediglich mit  $-1$ -Einträgen in der zweiten und dritten Spalte zu finden, die eigentlich für die Verwendung ungeeignet erscheinen. Um eine unidirektional stark

isolierende Struktur zu erhalten, bietet es sich dennoch an, die Matrix (5.92) um eine der Zeilen  $s_7$ - $s_9$  zu erweitern, sodass sich

$$S_{SA} = \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \\ s_{10} \\ s_{11} \\ s_{12} \\ s_5 \\ s_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.93)$$

ergibt. Diese Matrix besitzt zudem eine bidirektional stark isolierende Struktur zweiten Grades. Die Problematik der  $-1$ -Einträge lässt sich folgendermaßen lösen: Für die Isolation eines Fehlers am Regelkreissensor, kodiert in der ersten Spalte von  $S_{SA}$ , oder eines physikalischen Aktuatorfehlers, kodiert in der vierten Spalte von  $S_{SA}$ , müssen alle sieben Einträge von  $\iota$  mit der entsprechenden Spalte von  $S_{SA,ud}$  übereinstimmen. Für die Isolation der zwei verbleibenden Sensorenfehler genügt hingegen eine Übereinstimmung der ersten sechs Zeilen. Dadurch gelingt eine Erhöhung der Robustheit und zugleich kann die Berücksichtigung der  $-1$ -Einträge vermieden werden. Der dazugehörige Detektor  $Q(s) = Q_{SA}(s)$  zur Detektion und Isolation der vier Fehler kann mit den entsprechend hergeleiteten Detektoren  $q_N$ , wobei  $N = \{3, 4, 10, 11, 12, 5, 9\}$  gilt, angegeben werden:

$$Q_{SA}(s) = \begin{bmatrix} q_3 & q_4 & q_{10} & q_{11} & q_{12} & q_5 & q_8 \end{bmatrix}^T$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{a_3}{s+a_3} \frac{s+k_p k_a}{k_f k_p k_a} & 0 & \frac{a_3}{s+a_3} \\ 0 & 0 & -\frac{a_4}{s+a_4} \frac{s+k_p k_a}{k_p k_a} & \frac{a_4}{s+a_4} \\ k_f \frac{a_{10}}{s+a_{10}} & -\frac{a_{10}}{s+a_{10}} & 0 & 0 \\ \frac{a_{11}}{s+a_{11}} & 0 & -\frac{a_{11}}{s+a_{11}} & 0 \\ -\frac{a_{12}}{s+a_{12}} & \frac{2}{k_f} \frac{a_{12}}{s+a_{12}} & -\frac{a_{12}}{s+a_{12}} & 0 \\ 0 & \frac{a_5}{s+a_5} & -k_f \frac{a_5}{s+a_5} & 0 \\ k_p k_a \frac{a_8}{s+a_8} & 0 & split \frac{a_8 s}{s+a_8} & -k_p k_a \frac{a_8}{s+a_8} \end{bmatrix}. \quad (5.94)$$

Setzt man die Übertragungsfunktionen

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1(s) &= \frac{k_p k_a}{s+k_p k_a} \mathbf{u}(s) + \frac{s}{s+k_p k_a} \mathbf{f}_1(s) + \frac{k_a}{s+k_p k_a} \mathbf{f}_A(s) \\ \mathbf{y}_2(s) &= \frac{k_f k_p k_a}{s+k_p k_a} \mathbf{u}(s) - \frac{k_f k_p k_a}{s+k_p k_a} \mathbf{f}_1(s) + \mathbf{f}_2(s) + \frac{k_f k_a}{s+k_p k_a} \mathbf{f}_A(s) \\ \mathbf{y}_3(s) &= \frac{k_p k_a}{s+k_p k_a} \mathbf{u}(s) + \frac{k_p k_a}{s+k_p k_a} \mathbf{f}_1(s) + \mathbf{f}_3(s) + \frac{k_a}{s+k_p k_a} \mathbf{f}_A(s) \end{aligned} \quad (5.95)$$

in die Gleichung (5.71) ein, ergibt dies die Übertragungsmatrix der Fehler auf die Residuen

$$R_{f,SA}(s) = \begin{bmatrix} \frac{a_3}{s+a_3} & -\frac{a_3}{s+a_3} \frac{s+k_p k_a}{k_f k_p k_a} & 0 & -\frac{1}{k_f} \frac{a_3}{s+a_3} \\ \frac{a_4}{s+a_4} & 0 & -\frac{a_4}{s+a_4} \frac{s+k_p k_a}{k_p k_a} & -\frac{a_4}{s+a_4} \\ k_f \frac{a_{10}}{s+a_{10}} & -\frac{a_{10}}{s+a_{10}} & 0 & 0 \\ \frac{a_{11}}{s+a_{11}} & 0 & -\frac{a_{11}}{s+a_{11}} & 0 \\ -\frac{a_{12}}{s+a_{12}} & \frac{2}{k_f} \frac{a_{12}}{s+a_{12}} & -\frac{a_{12}}{s+a_{12}} & 0 \\ 0 & \frac{a_5}{s+a_5} & -k_f \frac{a_5}{s+a_5} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{a_8 s}{s+a_8} & \frac{a_8 k_a}{s+a_8} \end{bmatrix}. \quad (5.96)$$

Diese Übertragungen erzeugen die in der Fehlersignaturmatrix (5.93) definierten Ursache-Wirkung-Beziehungen. Um nichtlineare Beschreibungen des Aktuatorkoeffizienten berücksichtigen zu können, wird der Detektor  $Q(s)$  in (5.94) entsprechend in den Zeitbereich transformiert. Dies liefert die Systemmatrix

$$A_{Q,SA} = \begin{bmatrix} -a_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_8 \end{bmatrix}, \quad (5.97)$$

die Steuermatrix

$$B_{Q,SA} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{a_3}{k_f} \left(1 - \frac{a_3}{k_p k_a}\right) & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & a_4 \left(1 - \frac{a_4}{k_p k_a}\right) & a_4 \\ k_f a_{10} & -a_{10} & 0 & 0 \\ a_{11} & 0 & -a_{11} & 0 \\ -a_{12} & \frac{2}{k_f} a_{12} & -a_{12} & 0 \\ 0 & a_5 & -k_f & 0 \\ k_p k_a a_8 & 0 & -a_8 & -k_p k_a a_8 \end{bmatrix}, \quad (5.98)$$

sowie die Ausgangs und Durchgriffsmatrix

$$C_{Q,SA} = I_7, \quad D_{Q,SA} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{a_3}{k_f k_p k_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{a_4}{k_p k_a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_8 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.99)$$

Als mögliche Implementierung auf der Hardware kann ein Zustandsraummodell sieben-ter Ordnung mit den Zustandsraummatrizen aus (5.97) bis (5.99) verwendet werden. Alternativ lässt sich aber auch die Struktur des Systems ausnutzen, sodass durch die Entkopplung der Zustände sieben Filter erster Ordnung implementiert werden können, was i. Allg. berechnungstechnisch günstiger ist.

Einen robusteren Detektor erhält man bspw. durch die Verwendung des parameter-abhängigen Koeffizienten  $k_{nl}(\bar{\rho})$  oder einer entsprechenden Approximation anstelle von  $k_p k_a$ . In Abbildung 5.19 sind die Sprungantworten des linearen Gesamtsystems, d. h. der Aktuator einschließlich der Residuenfilter, dargestellt. Für die Simulationen wurde dabei ein nomineller Aktuatorkoeffizient von  $k_a = 7.5$ , eine Reglerverstärkung von  $k_p = 2$  sowie eine einheitliche Filterdynamik von  $a_N = 10$  gewählt. Zusätzlich sind im Aktuatormodell  $k_a$  Unsicherheiten von  $\pm 25\%$  berücksichtigt. Das Ergebnis für die Übertragung der Fehler spiegelt im nominellen Fall, grün gekennzeichnet, genau die geforderte Ursache-Wirkungs-Beziehung, kodiert in der Fehlersignaturmatrix  $S_{SA}$  aus (5.93), wider. Die Übertragung von  $u$  ist, wie gefordert, entsprechend null bzw. bei Berücksichtigung der Unsicherheiten entsprechend klein, sodass ein adäquater Grenzwert gewählt werden kann.

### Fehlerisolation mittels zweier Sensorensignale

Für eine vollständige Betrachtung des Fehlerdetektions- und -isolutionsproblems an Aktuatorenssystemen moderner Flugzeuge wird im Folgenden noch der Fall mit zwei zur Verfügung stehenden Sensorensignale betrachtet. Steht lediglich ein zusätzliches Sensorsignal neben jenem des Regelsensors zur Verfügung, lässt sich mit derselben Vorgehensweise wie zuvor, basierend auf der geforderten Fehlersignaturmatrix, der Residuenfilter für drei Sensoren berechnen. Für zwei Sensorensignale ergibt sich die vollständig erreichbare Fehlersignaturmatrix zu

$$\bar{S}_{SA} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.100)$$

Dabei wird rasch deutlich, dass eine robuste Isolation der beiden Sensorenfehler sowie des Aktuatorfehlers nicht möglich ist. Dies ist darin begründet, dass sich sowohl der



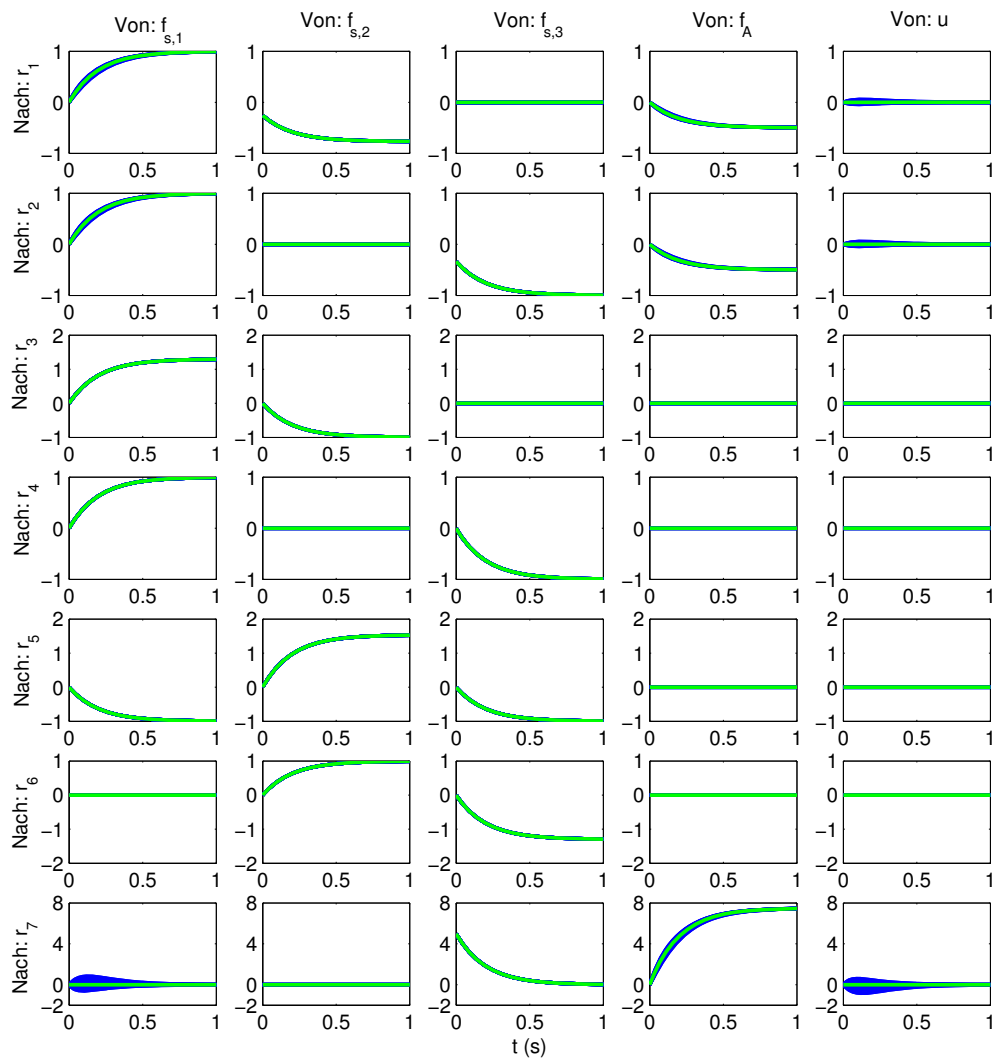


Abbildung 5.19: Sprungantworten des Gesamtsystems

Aktuatorfehler als auch der Fehler am Regelsensor in beiden Messsignalen zeigt und dadurch eine zu geringe Anzahl an Kombinationen für die Auswahl einer robusten Struktur entsteht. Eine Möglichkeit, des Problems teilweise Herr zu werden, bietet die Zusammenfassung der beiden Sensorenfehler in einen Fehlerfall. Dadurch lässt sich ein Detektor mit der Strukturmatrix

$$S_{SA} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.101)$$

generieren. Diese Struktur ist jedoch lediglich schwach isolierend ohne uni- oder bidirektional starke Isolationseigenschaften, was Falschklassifizierung von Fehlern leicht möglich macht. Dadurch genügt der dazugehörige Detektor den Robustheitsanforderungen hinsichtlich der Fehlerisolation nicht. Trotzdem sind diese Überlegungen von Relevanz, weil in vielen Fällen bei der Erarbeitung von FDD-Systemen keine zusätzliche Implementierung von Sensoren durchgeführt werden kann und die vorhandene Systemkonfiguration optimal ausgenutzt werden muss.

Ob und wie man die erörterten Überlegungen nutzen kann, hängt zudem davon ab, welche nachfolgenden Maßnahmen in Frage kommen. Soll der Aktuator im Fehlerfall - egal ob Aktuator- oder Sensoren-Fehler - abgeschaltet oder sollen dem Flugregler Informationen für seine Rekonfiguration zur Verfügung gestellt werden, ist die Isolation des Fehlers am Aktuator nicht von Relevanz und die Detektion des Fehlers ausreichend. Soll jedoch der Weiterbetrieb des Aktuators im Fehlerfall eines Sensors sichergestellt werden, steht man vor dem Dilemma, dass auf Grund der fehlenden Isolation zwischen den Fehlern an den Sensoren die Abschaltung des fehlerhaften Sensors nicht möglich ist. Daher bietet es sich in diesem Fall an, einen virtuellen Sensor, d. h. ein durch ein Modell generiertes Signal, zu verwenden. Inwieweit dies einen zuverlässigen Betrieb des Aktuators erlaubt, ist nicht mehr Gegenstand der Betrachtung. Vielmehr sollen die vorgeschlagenen Maßnahmen einen Denkanstoß für zukünftige Überlegungen bieten.

### 5.2.3 Residuenevaluierung und Entscheidungsfindung

Wie im Falle eines Residuenfilters mit skalarem Ausgang werden auch im Mehrgrößenfall die Residuen einer Normberechnung unterzogen. Diese erfolgt für ein jedes einzelne Residuum  $r_i$  des Residuenvektors  $r$ , wobei  $i = 1, \dots, 7$  gilt, mittels eines Narendra-Filters (5.26). Dementsprechend sind für den Residuengenerator (5.94) insgesamt sieben Narendra-Filter zu implementieren, deren Parameter unabhängig voneinander optimiert werden können. Zu einem jeden evaluierten Signal  $\theta_i$  muss ein entsprechender Grenzwert  $J_{th,i}$  definiert werden, damit die Entscheidung, ob ein evaluiertes Residuum seinen Grenzwert übersteigt oder nicht, entsprechend der Bedingung

$$\varsigma_i(t) = \begin{cases} 0, & \text{wenn } \theta_i(t) < J_{th,i} \\ 1 & \text{andernfalls} \end{cases} \quad (5.102)$$

ermöglicht wird. Der dadurch erzeugte Fehlersignaturvektor  $\varsigma$  dient als Basis für die Entscheidung über das Vorhanden- oder Nichtvorhandensein eines Fehlers. Bei schwacher

Isolationsfähigkeit des Residuenfilters gelingt erst durch den Vergleich von  $\varsigma$  mit den Spalten  $V_j$  der Fehlersignaturmatrix (5.93) für  $j = 1, \dots, 4$  die Detektion und Isolation eines Fehlers. Dies lässt sich anhand der Logik

$$\iota_i = \begin{cases} 0, & \text{wenn } \varsigma \neq V_j \\ 1 & \text{andernfalls} \end{cases} \quad (5.103)$$

beschreiben, die schlussendlich die Berechnung des Fehlerindexvektors  $\iota$  ermöglicht, dessen Einträge direkt auf das Vorhandensein oder das Nichtvorhandensein der vier möglichen Fehler hinweisen. Hierbei sei nochmals darauf hinzuweisen, dass bei gleichzeitigem Auftreten mehrerer Fehler auf Grund der Systemeigenschaften bzw. -konfiguration keine Isolation möglich ist.

#### 5.2.4 Spezifische Aspekte der Identifikation von Sensorenfehlern

Die Detektion und Isolation von Sensorenfehlern am Aktuator reicht in der Regel aus, weil bei Vorliegen mehrerer Sensorensignale entsprechend auf ein redundantes Sensorensignal umgeschaltet werden kann, sodass eine Identifikation im Prinzip nicht unbedingt notwendig ist. Soll die Identifikation der Sensorenfehler dennoch durchgeführt werden, muss das FDD-System entsprechend angepasst werden. Für jene Fehler, die am Aktuator nicht auftreten können, müssen zusätzliche Identifikationskanäle implementiert werden. Für Fehler, die sowohl an den Sensoren als auch physikalisch am Aktuator auftreten können, werden dieselben Identifikationsalgorithmen genutzt. Speziell relevant ist für die Identifikation die Nutzung der korrekten Sensorensignale: Liegt die Isolation eines physikalischen Aktuatorfehlers vor, ist die Verwendung eines beliebigen Sensorensignals möglich, weil der Fehler in allen drei Sensorensignalen gleichermaßen in Erscheinung tritt. Bei der Identifikation der Sensorenfehler sind dabei zwei Fälle zu unterscheiden: Bei Sensoren außerhalb der Regelschleife genügt es, das jeweilige Signal des isolierten Sensors im Identifikationsalgorithmus zu verwenden. Beim Regelsensor stellt sich die Situation jedoch anders dar, weil bestimmte Fehler im Sensorsignal durch die Rückführung kompensiert werden können. Dazu ist eine eigenständige Diskussion nötig, wie der folgende Abschnitt zeigt.

##### Identifikation von Fehlern am Regelsensor

Wie in Abschnitt 5.1.3 gezeigt, ist eine korrekte Identifikation der Fehler am Regelsensor mit dessen Signal alleine nicht möglich, weil konstante additive Fehler nicht stationär auf  $y_1$  übertragen werden. Liegen mehrere Messsignale vor, sind additive und multiplikative Fehler am Regelsensor jedoch eindeutig in den Signalen  $y_2$  und  $y_3$  außerhalb der Regelschleife zu erkennen, weil die Fehler durch die Rückführung direkt auf das Aktuatorverhalten und in weiterer Folge auf die Messsignale übertragen werden (vgl. Tabelle 5.2). Dieser Umstand lässt sich zum Zwecke der Identifikation nutzen. Dazu sollen nachfolgend die Identifikation des Sensorbias und jene des multiplikativen Fehlers betrachtet werden, um abschließend eine allgemeine Strategie zur Identifikation von allen Fehlern am Regelsensor ableiten zu können.

- Für den Sensorbias, also einem konstanten, additiven Fehler an einem Sensorsignal, wurde bisher noch kein Ansatz zur Identifikation vorgeschlagen, weil er bei Vorliegen von lediglich einem Sensorsignal nicht identifizierbar ist. Sind jedoch mehrere Sensoren vorhanden, lässt sich auch dieser Fehler identifizieren. Dafür soll nachfolgend eine Strategie angegeben werden. Bei Auftreten eines Sensorbias gilt, dass sich mittels des Detektors (5.63) das Residuum unabhängig vom Aktuator-eingang  $u$  annähernd konstant verhält, sodass der Fehler mit der entsprechenden Identifikationslogik

$$\eta_B = \begin{cases} 1, & \text{wenn } (\theta > J_{th}) \wedge (\sigma_r < J_{th,\sigma_r}) \\ 0 & \text{andernfalls} \end{cases} \quad (5.104)$$

identifiziert werden kann. Die Berechnung der Varianz vom Residuum erfolgt dabei wiederum rekursiv für  $N$  Simulationenpunkte mittels (5.32) sowie  $v = r$ . Die Varianz  $\sigma_r$  des Residuums lässt sich schließlich durch

$$\sigma_r^2 = M_N / (N - 1) \quad (5.105)$$

angeben. Der eigentliche Wert des Bias ist durch den Mittelwert des Residuums gegeben ( $f_B = m_N$ ). Im Zuge der Identifikation des Fehlers mittels der Logik (5.104) wird die Varianz eines Residuums berechnet. Auf Grund dessen, dass der Residuenfilter (5.94) mehrere Residuen erzeugt, ist darauf zu achten, dass ein entsprechendes Residuum analysiert wird, welches vom isolierten Fehler nicht entkoppelt ist. Zu bevorzugen sind dabei die Residuen von jenen Residuenfiltern, die lediglich ein Messsignal bei der Erzeugung des Residuums verwenden, um die korrekte Schätzung der Fehlerparameter zu unterstützen. Ein weiterer relevanter Aspekt, ähnlich wie bei den physikalischen Aktuatorfehlern, ist, dass bei einem konstanten Eingangssignal  $u$  die Unterscheidung zwischen einem eingefrorenem Sensorsignal, welches das Äquivalent am Sensor zum klemmenden Aktuator darstellt, einem Sensorbias sowie dem multiplikativen Sensorfehler, welcher das Äquivalent am Sensor zum additiven Effizienzverlust darstellt, nicht möglich ist. Um bei den physikalischen Aktuatorfehlern den additiven Effizienzverlust zumindest eindeutig identifizieren zu können, wurde die zusätzliche Bedingung eines veränderlichen Eingangssignals eingeführt. Ähnlich wird dies für die Sensorenfehler vollzogen. Für die eindeutige Identifikation des Bias am Sensor wird die Bedingung eines veränderlichen Eingangssignals in (5.104) berücksichtigt. Demnach kommt es bei Auftreten eines Bias (oder eines multiplikativen Sensorfehlers) im Zuge eines konstanten Eingangssignals stets zur Identifikation des Fehlers als eingefrorenes Sensorsignal und folglich zu einer Priorisierung, weil das Einfrieren üblicherweise als der kritischste Fehler einzustufen ist. Auch ist es empfehlenswert, im Falle der Isolation eines physikalischen Aktuatorfehlers den Identifikationsalgorithmus des Bias am Sensor nicht zu aktivieren, weil ein solches Phänomen physikalisch am Aktuator nicht auftreten kann. Indem man diese Isolationsinformation nutzt, wird zudem eine Minderung der Rechenlast erreicht.

- Ebenso wie für den Bias am Regelsensor war bisher die Detektion eines multiplikativen Fehlers mittels eines vorhandenen Sensorsignals nicht möglich. Bei Vorliegen mehrerer Sensoren gelingt dies jedoch durch die Anwendung der signalbasierten Methode zur Identifikation des additiven Effizienzverlusts am Aktuator auf eines der beiden Signale  $y_2$  bzw.  $y_3$ . Dabei wird bei der Bestimmung des Identifikationsparameters  $\sigma_\nu$  in (5.48) eines der beiden Sensorensignale verwendet.

Im Gegensatz zu additiven und multiplikativen Sensorfehlern treten substituierende Fehler durch das induzierte Auftrennen der Regelschleife nicht mehr direkt an den Ausgangssignalen auf. Dies hat zur Folge, dass bei Vorliegen der Isolationsinformation des Fehlers am Regelsensor die alleinige Anwendung der Identifikationsalgorithmen auf eines der Analysesignale  $y_2$  oder  $y_3$  für die Identifikation dieses Sensorfehlers nicht ausreicht. Vielmehr muss für eine erfolgreiche Identifikation der Fehlersituation stets das Signal am Regelsensor als auch ein Signal eines Sensors außerhalb der Regelschleife analysiert werden. Basierend auf der Kombination der identifizierten Signalverhalten, lassen sich entsprechende Schlüsse über den Fehler am Regelsensor ziehen. Diese Zusammenhänge sind in Tabelle 5.3 aufgelistet. Kommt es demnach zu einer Identifikation eines Einfrierens am Regelsensor und der Identifikation eines weglaufenden Analysesignals, bestimmt lediglich das Verhalten am Regelsensor die Fehlersituation. Wird an beiden Signalen ein Weglaufen identifiziert, ist die Situation eindeutig. In allen anderen Fällen kann direkt von der Identifikation an einem der Analysesignale auf den eigentlichen Fehler am Regelsensor geschlossen werden.

Tatsächlicher Fehler am Regelsensor	Signalverhalten $y_1$	Signalverhalten $y_2$ bzw. $y_3$
Bias	stationär normal	Bias
OFC	oszillierend (mit reduz. Fehleramplitude)	OFC
Weglaufen	weglaufend	weglaufend
Einfrieren	eingefroren	weglaufend
Multiplik. Fehler	stationär normal	Multiplik. Fehler

**Tabelle 5.3:** Verhalten der Sensorensignale auf Grund eines Fehlers am Regelsensor

Für die Identifikation der Sensorenfehler außerhalb der Regelschleife sei nochmal darauf hingewiesen, dass diese Fehlerfälle durch die direkte Analyse der zu den isolierten Sensoren gehörenden Signale identifiziert werden können. Da ein physikalischer Aktuatorfehler in einem jeden Sensorensignal gleich sichtbar wird, kann demnach zur Identifikation ein beliebiges Sensorensignal herangezogen werden.

### Identifikation des vollständigen Verlusts der Aktuatorwirksamkeit

Der vollständige Verlust der Aktuatorwirksamkeit nimmt hinsichtlich der Detektion bei der Implementierung von mehreren Sensoren eine Sonderstellung unter den physikalisch bedingten Aktuatorfehlern ein. Wie in Abschnitt 5.1.3 diskutiert, ist der Fehler am

Regelsensor durch einen Residuenfilter zur Detektion additiver Fehlerfälle schwer zu detektieren, weil der Fehler im Signal des Regelsensors nur bedingt sichtbar ist. Darum wurde das Detektionsproblem mittels eines Modelldetektors gelöst. Ist zumindest ein zusätzlicher Sensor auf der Steuerfläche implementiert und können zudem Sensorenfehler ausgeschlossen werden, ist eine Detektion mittels eines Residuenfilters möglich, weil im Fehlerfall i. Allg. die Position der Steuerfläche von der Sollposition abweicht. Können Sensorenfehler nicht ausgeschlossen werden, entsteht ein Problem: Da der Fehler, d. h. der Bruch der Aktuatorstange, genau zwischen den zwei Messsignalen auftritt und nicht wie angenommen am Eingang des Aktuators, wird der Fehler als Fehlfunktion des Sensors an der Steuerfläche isoliert. Folglich empfiehlt es sich, auch im Falle von mehreren Sensoren weiterhin für die Detektion bzw. Identifikation den Multimodellansatz zu nutzen, um eine Abgrenzung von einem Sensorenfehler an der Steuerfläche zu ermöglichen. Bei der Anwendung des Modelldetektionsfilters (5.52) ist darauf zu achten, dass als Eingangssignal in den Filter eine der beiden gemessenen Stangenpositionen  $y_1$  oder  $y_3$  verwendet wird. Aus dieser Diskussion folgt, dass bei einer gleichzeitigen Isolation eines Sensorenfehlers an der Steuerfläche und des Bruchs der dazugehörigen Aktuatorstange durch die Modelldetektion diese als die korrekte Detektion und Identifikation anzusehen ist, weil die Modelldetektion ein eindeutiges Ergebnis bereitstellt.

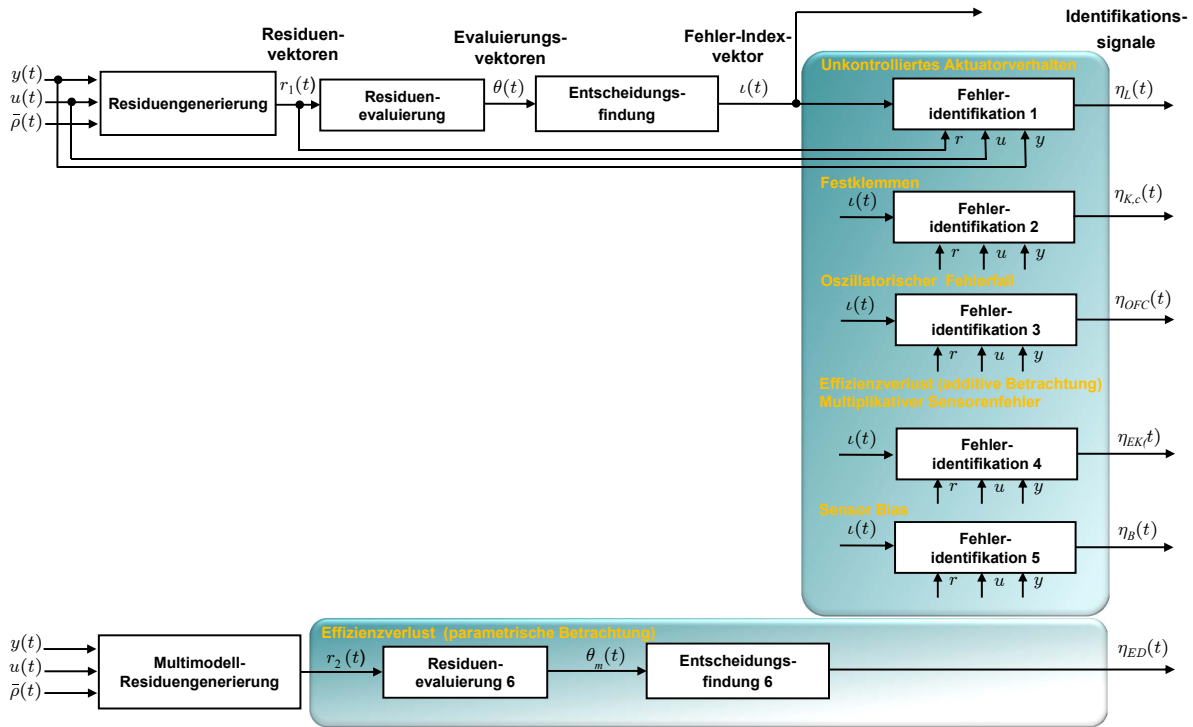
### 5.2.5 FDD-System zur Detektion, Isolation und Identifikation von physikalischen Aktuator- und Aktuatorsensorenfehlern

Aus den Diskussionen in diesem Abschnitt geht hervor, dass bei der Aktivierung der Identifikationsalgorithmen genauestens darauf geachtet werden muss, welche Isolationsinformation vorliegt, um die richtigen Signale zu analysieren. Nur dadurch können die richtigen Schlüsse in Bezug auf den vorliegenden Fehler gezogen und die entsprechenden Gegenmaßnahmen eingeleitet werden. Zudem wird an dieser Stelle nochmals darauf hingewiesen, dass bei gleichzeitigem Auftreten von Fehlern keine Isolation der Fehler mehr möglich ist.

Mit Hilfe der in diesem Kapitel getätigten Überlegungen kann schlussendlich eine Struktur für die vollständige Überwachung von Flugzeugaktuatorsystemen vorgeschlagen werden: Abbildung 5.20 zeigt das entsprechende System mit lediglich zwei Evaluierungskanälen, jeweils eine für den Residuenfilter und eine für den Multimodellansatz sowie sechs Identifikationssignalen, wobei deren fünf auf signalbasierte Methoden begründet sind und im Falle der Modelldetektion auf der Entscheidungslogik (5.62). Als zusätzliche Information kann der Fehlerindexvektor  $\iota$ , der die entsprechende Isolationsinformation enthält, der Weiterverarbeitung zur Verfügung gestellt werden.

In Bezug auf die in Abschnitt 5.1.4 vorgeschlagene Struktur des FDD-Systems ist im Zuge dieser Diskussion anzumerken, dass eine Struktur möglich ist, in der ein jeder Identifikationskanal individuelle Funktionen zur Signalevaluierung und Entscheidungsfindung aufweist, wie in Abbildung 5.21 dargestellt. Dies würde für das vorliegende Beispiel, ohne die Kanäle der Modelldetektion zu berücksichtigen, eine Notwendigkeit von 35 Narendra-Filtern und folglich 105 freien Parametern sowie 35 zu bestimmenden

Grenzwerten mit sich bringen. Dabei muss zudem darauf geachtet werden, dass die Isolationsinformation stets eindeutig ist und jeder Kanal die gleichen Fehler isoliert. Auf Grund der hohen Komplexität ist demnach das System in Abbildung (5.20) mit steigender Residuenzahl und Anzahl an zu identifizierenden Fehlern auf Grund der geringeren Komplexität zu bevorzugen.



**Abbildung 5.20:** FDD-System zur vollständigen Lösung des Detektions-, Isolations- und Identifikationsproblems für moderne Flugzeugaktuatoren

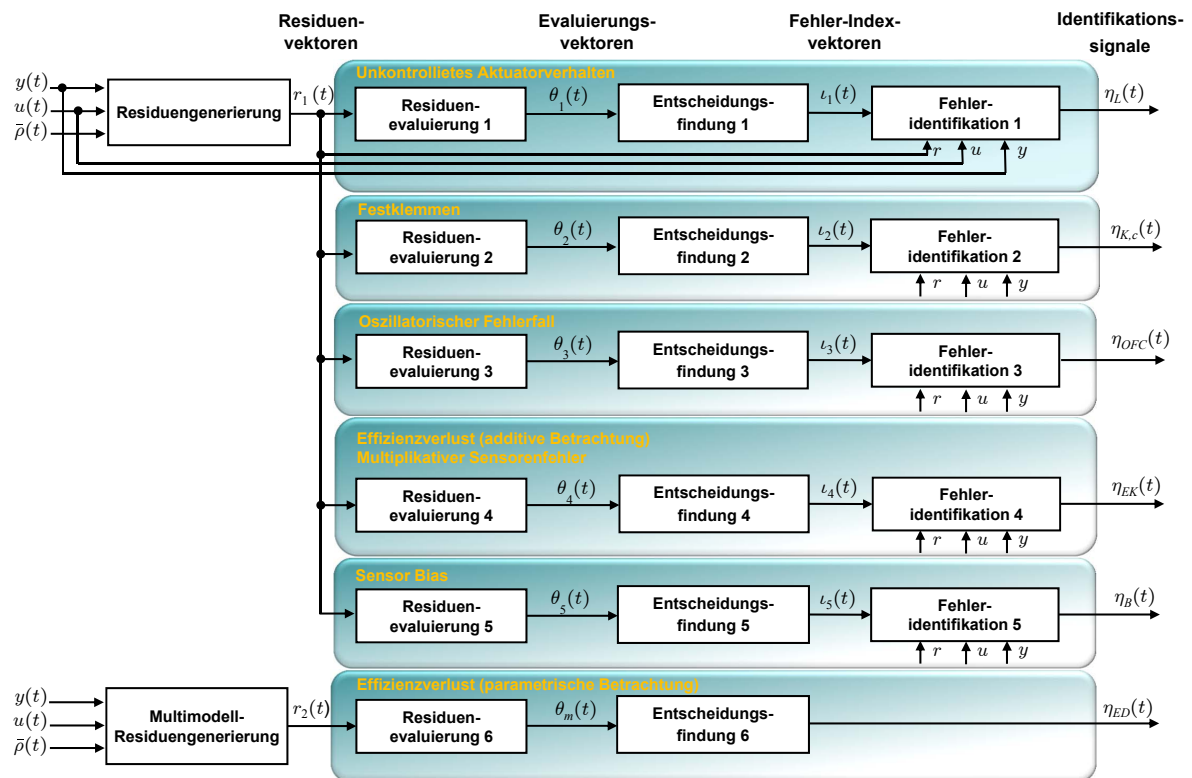


Abbildung 5.21: Alternatives FDD-System mit individuellen Entscheidungskanälen für jede Fehlerklasse



## 6 FDD-Auslegung für den ADDSAFE-Benchmark



Abbildung 6.1: AIRBUS A350-900

Der Fokus im ADDSAFE (Advanced Fault Diagnosis for Sustainable Flight Guidance and Control) Projekt lag in der Annäherung akademischer und industrieller Methoden zur Lösung des Fehlerdetektionsproblems in modernen Verkehrsflugzeugen. Das übergeordnete Ziel des Projekts war die Optimierung von Verkehrsflugzeugen hinsichtlich deren Verbrauch und Zuverlässigkeit. Der Einsatz neuartiger, modellbasierter Überwachungsansätze für Aktuatoren und Sensoren kann bspw. zu einer Minderung des Gewichts der Flugzeugstruktur beitragen, was letztlich zu einem geringeren Treibstoffverbrauch führt. Als Grundlage für den Entwurf der Fehlerdetektionsansätze wurde dazu von dem Industriepartner AIRBUS ein Modell eines modernen zweistrahligen Verkehrsflugzeugs inklusive einer Fehlermodellierung an Sensoren sowie Aktuatoren bereitgestellt [GP11]. Dieses Modell diente sowohl der Auslegung der FDD-Systeme als auch deren Validierung mit unterschiedlichen Methoden (Worst-Case-Suche mittels Monte-Carlo-Simulation bzw. Optimierung). Im vorliegenden Kapitel wird zunächst auf das Modell selbst und die Fehlermodellierung eingegangen, um anschließend ein entsprechendes FDD-System zur Lösung der definierten Detektionsaufgaben vorgeschlagen zu können.

## 6.1 Modellbeschreibung des Flugzeugs

Das zur Verfügung stehende Modell des offenen Kreises eines modernen zweistrahligen Verkehrsflugzeugs beinhaltet drei wesentliche Komponenten: ein nichtlineares Modell der Flugzeugdynamik, detaillierte Modelle der Aktuatoren sowie jene der Sensoren. Geschlossen wird der Kreis durch ein komplexes Regelungssystem, welches jedoch lediglich als Blackbox zur Verfügung steht und nicht eingesehen werden kann. Das gesamte Modell steht als MATLAB/SIMULINK-Implementierung zur Verfügung und ist primär für Simulationszwecke entwickelt worden. Neben dem Basisregler beinhaltet das Modell zudem ein nichteinsehbares Pilotenmodell sowie einen Autopiloten zur Regelung des Flugzeugschubs, sodass während der unterschiedlichen Manöver ein realistisches Verhalten des über den Piloten geschlossenen Kreises vorliegt. Das nichtlineare Flugzeugmodell besitzt die generische Form

$$\begin{aligned}\dot{x}_f(t) &= F_f(x_f(t), u_P(t), d_f(t), p_f(t)) \\ y_f(t) &= G_f(x_f(t), u_P(t), d_f(t), p_f(t)),\end{aligned}\tag{6.1}$$

wobei  $x_f(t)$  den  $n_f$ -dimensionalen Zustandsvektor,  $y_f(t)$  den  $p_f$ -dimensionalen Ausgangsvektor,  $u_P(t)$  den  $m_{u_P}$ -dimensionalen Steuervektor,  $d_f(t)$  den  $m_{d_f}$ -dimensionalen Störvektor sowie  $p_f$  den  $n_{p_f}$ -dimensionalen Parametervektor darstellen.  $F_f(\dots)$  und  $G_f(\dots)$  sind Vektorfunktionen, welche die üblichen Differenzierungsbedingungen erfüllen. Die Anzahl der gemessenen Ausgänge übersteigt 50. Der Großteil dieser Messungen ist für ein lokales FDD-System zur Überwachung der Aktuatoren nicht relevant. Daher werden in diesem Abschnitt lediglich die notwendigen Messgrößen erwähnt (siehe Tabelle 6.1). Die entsprechenden Piloteneingänge  $u_P$ , die die Eingänge in den Flugregler darstellen, der letztlich die Aktuatoreingangssignale  $u$  berechnet, sowie die Zustandsdefinitionen  $x_f$  des Flugzeugmodells sind in den Tabellen 6.2 und 6.3 aufgelistet. Der Parametervektor  $p_f$  enthält Größen wie Masse und Schwerpunktslage. Diese Größen können mit einer Genauigkeit von 10% geschätzt werden. Zusätzlich sind in  $p_f$  Unsicherheiten der aerodynamischen Koeffizienten von 5% zu berücksichtigen. Der Störgrößenvektor  $d_f(t)$  ermöglicht die Berücksichtigung von Windkomponenten in allen drei Richtungen des Koordinatensystems.

Ausgang	Größe	Einheit
$y_f(1)$	Anstellwinkel $\alpha_f$	Grad
$y_f(2)$	Schiebewinkel $\beta_f$	Grad
$y_f(3)$	Kalibrierte Fluggeschwindigkeit $V_{CAS}$	Knoten
$y_f(4)$	Wahre Fluggeschwindigkeit $V_{TAS}$	Knoten
$y_f(5)$	Höhe $h$	Fuß
$y_f(6)$	Machzahl $Ma$	-
$y_f(7)$	Dynamischer Druck $p_{dyn}$	Pascal

**Tabelle 6.1:** Auswahl relevanter ADDSAFE-Modellausgangssignale

Eingang	Eingabegerät	Einheit	Wirkung
$u_p(1)$	Steuerknüppel Längsachse	Grad	Ausschlag Höhenruder
$u_p(2)$	Steuerknüppel Querachse	Grad	Ausschlag Querruder
$u_p(3)$	Pedale	Grad	Ausschlag Seitenruder
$u_p(4)$	Konfigurationseinstellung	-	Ausschlag (Stör-)Klappen
$u_p(5)$	Schubhebel	mm	Änderung der Triebwerksschübe
$u_p(6)$	Luftbremse	Grad	Ausschlag Luftbremse

**Tabelle 6.2:** ADDSAFE-Piloteneingangssignale nach [GP11]

Eingang	Größe	Einheit
$x_f(1)$	Erste Komponente der Quaternionen	-
$x_f(2)$	Zweite Komponente der Quaternionen	-
$x_f(3)$	Dritte Komponente der Quaternionen	-
$x_f(4)$	Vierte Komponente der Quaternionen	-
$x_f(5)$	Rollrate	rad/s
$x_f(6)$	Nickrate	rad/s
$x_f(7)$	Gierrate	rad/s
$x_f(8)$	Fluggeschwindigkeit in x-Richtung	m/s
$x_f(9)$	Fluggeschwindigkeit in y-Richtung	m/s
$x_f(10)$	Fluggeschwindigkeit in z-Richtung	m/s

**Tabelle 6.3:** ADDSAFE-Zustandsdefinitionen nach [GP11]

## 6.2 Aktuatorenmodelle

Das Flugzeug beinhaltet 16 individuelle Aktuatoren, die die Kommandosignale vom Flugregler in entsprechende Ausschläge der jeweiligen Steuerflächen umsetzen. Zum Teil wird im Gesamtmodell die Übertragungsdynamik der Aktuatoren mit einem Verzögerungsglied erster Ordnung, welches eine Einheitsverstärkung besitzt, approximiert. Bei den für die Betrachtung von Fehlern relevanten Steuerflächen wird die Aktuatordynamik, wie in Kapitel 2 vorgestellt, durch nichtlineare Approximation der Dynamik eines elektrohydraulischen Aktuators beschrieben. Dabei ist die Abhängigkeit von unterschiedlichen Parametern der Flugzeugdynamik berücksichtigt.

Die Zeitkonstante  $T_a$  für die Approximationen der Aktuatordynamik mit dem linearen Modell erster Ordnung

$$\mathbf{y}(s) = \frac{1}{T_a s + 1} \mathbf{u}(s) \quad (6.2)$$

beträgt für das Seitenruder 0.025s, für die Spoiler 0.05s, für die Luftbremse 0.2s und für die Höhenflosse 0.1s. Dabei stellt  $\mathbf{u}(s)$  das Eingangssignal und  $\mathbf{y}(s)$  das Ausgangssignal

des jeweiligen Aktuators dar. Auf unterschiedliche Indizes der Signale für unterschiedliche Aktuatoren wird im Hinblick auf die Übersichtlichkeit verzichtet.

Die Modelle der beiden Höhenruder sowie der vier Querruder basieren auf der in Kapitel 2 vorgestellten nichtlinearen Beschreibung

$$\dot{x} = k_{ci} I_c \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d(x)\dot{x}^2}{A_K} + \text{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}} \quad (6.3)$$

mit dem Regelgesetz

$$I_c = k_p(u - x) \quad (6.4)$$

und der Ausgangsgleichung

$$y = \begin{bmatrix} 1 & k_f & 1 \end{bmatrix}^T x + n. \quad (6.5)$$

Dabei ist sowohl der Versorgungsdruck  $P_v$  als auch die Dämpfungskomponente  $k_d$  eine Funktion der Position der Aktuatorstange  $x$ . Der nichtlineare Koeffizient des Modells (6.3), der die Dynamik eines Aktuators entscheidend beeinflusst, kann explizit durch

$$k_{nl} = k_{ci} k_p \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d(x)\dot{x}^2}{A_K} + \text{sgn}(\dot{x}) \frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}} \quad (6.6)$$

angegeben werden.

Im Falle der beiden Höhenruder ist die aerodynamische Last neben der Abhängigkeit von der Position der Aktuatorstange als Funktion des Anstellwinkels  $\alpha_f$ , der Machzahl  $Ma$ , des dynamischen Drucks  $p_{dyn}$  sowie des Ausschlags  $x_{fl}$  der Höhenflosse modelliert. Zudem liegen zwei Messsignale, jenes der Position der Aktuatorstange sowie jenes der Steuerfläche, vor. Auf Grund dessen, dass lediglich zwei Messsignale für ein FDD-System zur Verfügung stehen, vereinfacht sich die Ausgangsgleichung (6.5) für das Modell des Aktuatorensystems am Höhenruder zu

$$y = \begin{bmatrix} 1 & k_f \end{bmatrix}^T x + n. \quad (6.7)$$

Die aerodynamische Last an den vier Querrudern hängt neben dem Aktuatorzustand, der Machzahl, dem dynamischen Druck sowie dem Anstellwinkel auch von der aerodynamischen Geschwindigkeit  $V_x$  in  $x$ -Richtung und der Rollrate  $p_r$  ab. Auf den Querrudern steht lediglich das Sensorsignal der Position der Aktuatorstange zur Verfügung, sodass die skalare Ausgangsgleichung für ein jedes Querruder durch

$$y = x + n \quad (6.8)$$

angegeben werden kann. Dabei sei darauf hingewiesen, dass für Modellparameter wie die Fläche  $A_K$ , die Reglerverstärkung  $k_p$  und den Dämpfungskoeffizienten  $k_d$  der inneren und

äußeren Querruder sowie der Höhenruder unterschiedliche Werte gelten. Im Hinblick auf die Übersichtlichkeit wird ebenso wie bei den Ein- und Ausgangssignalen der Aktuatoren in den nachfolgenden Gleichungen auf unterschiedliche Indizes verzichtet.

Sowohl bei den Höhen- als auch Querrudern liegen die aerodynamischen Lasten lediglich als mehrdimensionale Tabellen vor und sind auf Grund ihrer Komplexität für eine Implementierung auf Flugrechnern nicht geeignet, was eine Reduktion der Modellierungskomplexität notwendig macht.

### Implementierbarkeit der Aktuatormodelle

Um die Implementierbarkeit der Aktuatormodelle zu verbessern, d. h. die Komplexität hinsichtlich des Berechnungsaufwands zu verringern, wird in [Gou07] vorgeschlagen, die abhängigen Parameter  $F_{aero}(\dots)$ ,  $P_v(x)$  und  $k_d(x)$  in der Modellgleichung (6.3) auf einen nominellen Wert zu setzen, sodass der Aktuatorkoeffizient lediglich von  $\dot{x}$  abhängt. Zudem bestehen in der Literatur weitere Ansätze, wie sich das Aktuatorverhalten genauer approximieren lässt. So liefert z. B. [Van+12a] einen Ansatz, wie die aerodynamische Last in (6.3) mittels der vorhandenen Tabelle durch eine polynomiale Funktion approximiert werden kann. Eine andere Möglichkeit ist es, die aerodynamische Last durch ihre physikalische Beschreibung darzustellen, was jedoch der Bestimmung der Scharnirmomentenbeiwerte mittels genauer Daten aus Flugversuchen bedarf.

In der vorliegenden Arbeit werden primär die in Abschnitt 2.2.2 vorgestellten Approximationen des Aktuatorverhaltens verwendet, weil diese vom nichtlinearen Modell mathematisch sauber ableitbar sind. Für das Höhenruder wird dazu eine polynomiale Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten herangezogen, welches in Abschnitt B.1 detailliert beschrieben ist. Zusätzlich werden in Abschnitt B.2 weitere Approximationen erster Ordnung des Koeffizienten unterschiedlicher Komplexitäten hinsichtlich der Abhängigkeit vom Flugzustand entsprechend des Ansatzes in [Var09b] diskutiert. Für das Querruder wird hingegen direkt die nichtlineare Beschreibung des Aktuatorkoeffizienten genutzt. Die unterschiedlichen Modelle können direkt in die Auslegung der Residuenfilter eingesetzt werden. Im Wesentlichen ergeben sich die Anforderungen an die Modellgenauigkeit aus den zu detektierenden Fehlern. Nur ein adäquates Modell kann die robuste Erkennung der Fehler ohne Fehlalarme und ohne nichtdetektierte Fehler garantieren. Dabei gilt die Faustregel, je kleiner die zu detektierenden Fehleramplituden sind, desto genauer muss das verwendete Aktuatormodell sein, um die eigentlichen Fehler von Modellierungsfehlern unterscheiden zu können.

## 6.3 Definition der Fehlerszenarien

Die Erkennung von Fehlern an den primären Steuerflächen, den Höhen- und Querrudern steht im Vordergrund der Problemstellung. Die nachfolgend vorgestellten Fehlerfälle können jedoch ebenso an Aktuatoren anderer Steuerflächen auftreten. Folglich lassen sich auch die vorgeschlagenen FDD-Systeme durch Anpassung an die jeweils vorliegende Aktuatordynamik entsprechend übertragen.

## Höhenruder

Am rechten der beiden Höhenruder werden drei unterschiedliche physikalische Fehlerfälle betrachtet. Die definierten Fehler sind sicherheitskritisch und müssen allesamt möglichst schnell erkannt werden.

- Das physikalische Festklemmen des Aktuators, welches während des Geradeausflugs auftritt, soll im Zuge eines Kurvenflugs erkannt werden. Folglich wird primär das Festklemmen des Höhenruders in der Nullstellung betrachtet. Sollte sich das Höhenruder bei Auftreten des Fehlers nicht in der Nullposition befinden, wird die jeweilige Position des Aktuators eingefroren.
- Als zweiter Fehler ist ein unkontrolliertes Weglaufen des Aktuators mit einer Rate der Steuerfläche in dem Intervall  $\pm[1, 50]^\circ/\text{s}$  im Geradeausflug zu betrachten. Die erlaubte Detektionszeit richtet sich nach der Weglaufgeschwindigkeit. Die Detektion des Fehlers muss erfolgt sein, bevor die Steuerflächenposition um mehr als  $2.5^\circ$  vom Ausgangswert (im Geradeausflug üblicherweise  $0^\circ$ ) abweicht.
- Als dritter Fehler soll der oszillatorische Fehlerfall detektiert werden. Dabei ist ein Bereich von  $0.1 - 10\text{Hz}$  mit Amplituden ab  $0.5^\circ$  zu berücksichtigen. Frequenzen über  $10\text{Hz}$  können die Eigenmoden der Flugzeugstruktur nicht anregen und sind daher von untergeordneter Relevanz. Zusätzlich zu dem additiven Fehlerfall soll der OFC auch bei Auftreten um eine fixierte Aktuatorposition erkannt werden. Die beiden Fehlerfälle sollen im Zuge gängiger Manöver wie des Geradeaus- oder Kurvenflugs detektiert und identifiziert werden [VO12a]. Die geforderte Detektionszeit hängt von der Frequenz der Fehlerschwingung ab. Auf Grund der möglichen Anregung der Eigenfrequenzen des Flugzeugs darf die Detektionszeit die Dauer von drei Fehlerschwingungen nicht überschreiten.

## Querruder

Am Querruder steht das sog. abnorme Verhalten des Aktuatorensystems im Mittelpunkt der Betrachtung. Dieses definiert sich durch kleine Abweichungen vom Normalbetrieb, die i. Allg. nur einen geringen Einfluss auf die Gesamtdynamik des Flugzeugs besitzen und schwer zu erkannt sind. Sie beeinflussen jedoch den Treibstoffverbrauch des Flugzeugs und sollen daher möglichst zeitnah detektiert werden. Es wird eine Kombination aus physikalischen Aktuatorfehlern und Aktuator Sensorenfehlern betrachtet, die sich allesamt während des Reiseflugs ereignen. Dabei befinden sich alle Querruder in ihrer Trimmposition bei  $+3.6\%$  des normierten Stellbereichs  $[-1, 1]$ . Die drei zu behandelnden Fehlerfälle am Querruder sind:

- der Bruch der Aktuatorstange und der damit einhergehende Verlust der Steuerwirksamkeit,
- das Festklemmen des Aktuators im Reiseflug bei einem Wert von  $-2.4\%$  der normierten Stellposition, wobei die Annahme gilt, dass sich bei Auftreten des

Fehlerfalls die Aktuatorposition sprungartig von der Trimmposition  $+3.6\%$  zur Position  $-2.4\%$  ändert,

- ein Bias am Regelkreissensor des Aktuators von  $+7\%$  des maximalen Ausschlags des Aktuators.

Für alle drei Fehlerfälle des Querruders gilt eine erlaubte Detektionszeit von zwei Minuten.

Sowohl im Falle des Höhen- als auch des Querruders muss neben der robusten Detektion, d. h. der Detektion im gesamten Flugbereich beim Vorliegen von Mess- und Schätzfehlern sowie aerodynamischen Modellunsicherheiten, auch das Nichtvorhandensein von Fehlalarmen während unterschiedlicher Manöver nachgewiesen werden. Der Ansatz, der in dieser Arbeit verfolgt wird, ist, ein FDD-System zu definieren, das die einzelnen Fehler nicht nur detektiert, sondern auch identifiziert, was zu einer Robustheitserhöhung beiträgt und wichtige quantitative und qualitative Informationen über den Fehler bereitstellt.

## 6.4 FDD-System am Höhenruder

Zur Detektion der definierten Fehlerfälle am Höhenruder wird ein FDD-System mit einem Residuengenerator sowie drei unterschiedlichen Identifikationskanälen inklusive der Residuenevaluierung und Entscheidungsfindung, wie es in Abbildung 6.2 dargestellt ist, erarbeitet. Die Einführung der individuellen Evaluierungskanäle für jeden Fehler ermöglicht eine optimale Einstellung der jeweils freien Parameter hinsichtlich der Leistungskriterien.

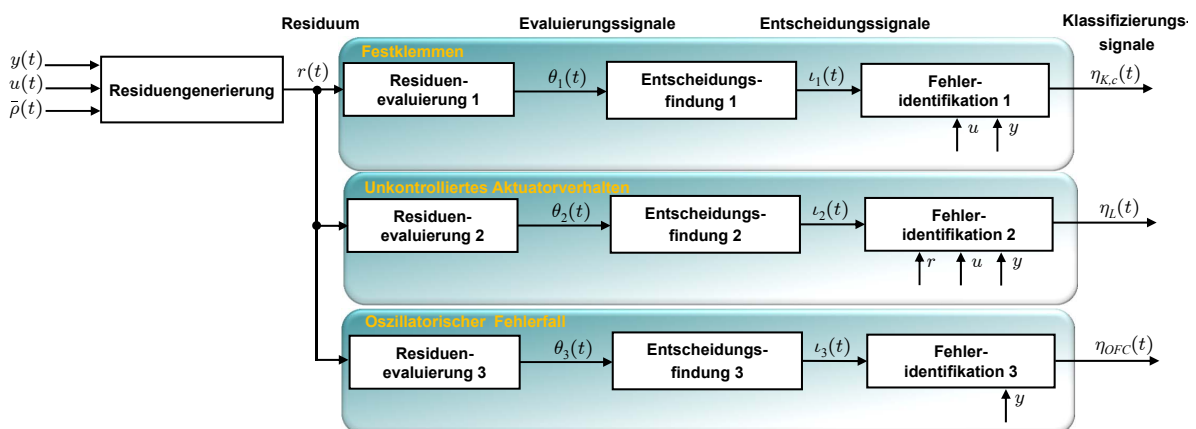


Abbildung 6.2: FDD-System des Höhenruders für das ADDSAFE-Benchmark

### 6.4.1 Residuengenerator

Für das Höhenruder wird ein quasi-LPV-Residuengenerator der Form

$$Q(s, \bar{\rho}) = \begin{bmatrix} \frac{a}{k_0} \frac{s + k(\bar{\rho})}{s + a} & -\frac{k(\bar{\rho})}{k_0} \frac{a}{s + a} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

verwendet. Der darin enthaltene Koeffizient  $k(\bar{\rho})$  wird durch die polynomiale Approximation zweiter Ordnung der Aktuatordynamik (2.53) bereitgestellt ( $k(\bar{\rho}) = k_{poly(2)}(\bar{\rho})$ ). Die genauen Werte und die Beschreibung des Modells finden sich in Abschnitt B.1. Für den freien Parameter  $a$  des Detektors (6.9) wird ein Wert von 100, für  $k_0$  ein Wert von 14 gewählt. Für eine Verwendung in Echtzeit muss der Filter diskretisiert werden. Die Transformation des Filters (6.9) bzw. der dazugehörigen Zustandsraummatrizen

$$\begin{aligned} A_Q &= -a, \quad B_Q(\bar{\rho}) = \frac{a}{k_0} \begin{bmatrix} k(\bar{\rho}) - a & -k(\bar{\rho}) \end{bmatrix}, \\ C_Q &= 1, \quad D_Q = \begin{bmatrix} \frac{a}{k_0} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.10)$$

gelingt mittels des Zusammenhangs [Lun10]

$$A_{Q,d} = e^{A_Q T_s}, B_{Q,d} = A_Q^{-1}(e^{A_Q T_s} - I)B_Q, C_{Q,d} = C_Q, D_{Q,d} = D_Q, \quad (6.11)$$

wobei  $A_{Q,d}$  und  $B_{Q,d}$  die diskreten Versionen von  $A$  und  $B$  darstellen. Für die Diskretisierung von (6.10) mittels der Abtastzeit  $T_s$  gelte die Annahme,  $y(t) = y(iT_s) = y_i$ ,  $u(t) = u(iT_s) = u_i$  sowie  $k_{poly(2)}(\bar{\rho}(t)) = k_{poly(2)}(\bar{\rho}(iT_s)) = k_{poly(2)}(\bar{\rho}_i)$  seien konstant für jeden Zeitschritt  $t \in [iT_s, (i+1)T_s)$  mit  $i = 0, 1, 2, \dots$ . Die Transformation der Matrizen in den diskreten Bereich liefert schließlich

$$\begin{aligned} A_{Q,d} &= e^{-aT_s}, \\ B_{Q,d} &= \frac{1 - e^{-aT_s}}{k_0} \begin{bmatrix} k_{poly(2)}(\bar{\rho}) - a & k_{poly(2)}(\bar{\rho}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6.12)$$

Die zeitdiskrete Implementierung von (5.15) lässt sich durch

$$\begin{aligned} x_{Q,i+1} &= e^{-aT_s} x_{Q,i} + \frac{1 - e^{-aT_s}}{k_0} \left[ (k_{poly(2)}(\bar{\rho}_i) - a) y_i + k_{poly(2)}(\bar{\rho}_i) u_i \right] \\ r_i &= x_{Q,i} + \frac{a}{k_0} u_i \end{aligned} \quad (6.13)$$

angeben, wobei  $x_{Q,i} = x_Q(iT_s)$ ,  $x_{Q,i+1} = x_Q((i+1)T_s)$  sowie  $r_i = r(iT_s)$  gilt. Nachfolgend wird die Auslegung der Kanäle des FDD-Systems für die einzelnen Fehlerfälle beschrieben. Dabei werden die Optimierungen im Zuge der Synthese an einer limitierten Auswahl an Punkten des Flugbereichs ohne Berücksichtigung von Sensorenunsicherheiten oder Unsicherheiten im aerodynamischen Datensatz durchgeführt. Die nachgestellte Analyse der FDD-Systeme erfolgt mittels optimierungsbasierter Ansätze, jedoch im kontinuierlichen Parameterraum mit der zusätzlichen Berücksichtigung von Unsicherheiten im



aerodynamischen Datensatz sowie in den Schätz- und Messwerten. Die Optimierungen werden dabei auf einem Rechencluster mit 16 CPUs mittels parallelen Berechnungen durchgeführt. Auf Grund der Nichtkonvexität der Optimierungsprobleme wird als Optimierungsalgorithmus auf globale, in diesem Fall sog. genetische Algorithmen [Joo11], zurückgegriffen.

### 6.4.2 Festklemmen des Aktuators im Kurvenflug

Festklemmende Aktuatoren können i. Allg. bei kommandierten Eingangssignalen gleich der Festklemmposition nicht erkannt werden. Umgekehrt gilt, je größer die Abweichung zwischen Klemmposition und Kommandosignal ist, desto einfacher gestaltet sich die Detektion. Im vorliegenden Beispiel wurde als Detektionsszenario ein koordinierter Kurvenflug ausgewählt. Die zu erwartenden Steueramplituden sind dabei speziell bei höheren Fluggeschwindigkeiten relativ gering. Zur Verdeutlichung, was geschieht, wenn zu ungenaue Modelle verwendet werden, soll an dieser Stelle neben der Verwendung der polynomialen Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten zuallererst die polynomiale Approximation erster Ordnung  $k(\bar{\rho}) = k_{poly(1)}(\bar{\rho})$  im Residuenfilter (6.9) verwendet werden.

Um sicherzustellen, dass alle Fehler erkannt werden, wird die Parameteroptimierung im Wesentlichen auf die Erfüllung des Robustheitskriteriums fokussiert. Die Optimierung der Evaluierungsparameter erfolgt an 16 Punkten des Flugbereichs und ergibt für die Parameter des diskreten Narendra-Filters

$$\theta_i = \alpha r_i^2 + \beta T_s \sum_{j=0}^{i-1} \gamma_d^{i-j} r_j^2, \quad (6.14)$$

wobei  $r_j = r(jT_s)$ ,  $r_i = r(iT_s)$  und  $\theta_i = \theta(iT_s)$  mit  $i = 0, 1, 2, \dots$  gilt,  $\alpha = 0$ ,  $\beta = 1$  und  $\gamma_d = 0.9998$ . Die diskrete Implementierung wurde hierbei deshalb gewählt, weil sie letztlich für den Übergang auf den Rechner an einem realen System notwendig ist. Bei den berechneten Werten der Filterparameter ist ersichtlich, dass der Integrationsteil wesentlich für die Erkennung des Fehlers ist. Der Wert für die Detektionsschwelle an den 16 Stützpunkten ergibt  $J_{th}^d = 5.13$ , jener für die Fehlalarmsschwelle  $J_{th}^f = 3.52$ . Letztere wurde durch die Simulation von relevanten Flugmanövern wie Kurven- und Reiseflug, aber auch durch die Simulation von Manövern mit großen Piloteneingängen wie bspw. von Flügen, welche die Anstellwinkelschutzfunktion des Flugreglers aktivieren, im Flugbereich bestimmt. Demnach ist die Robustheitsanforderung an den 16 Stützpunkten des Flugbereichs erfüllt ( $C_{RB} = 0.64$ ).

Inwieweit der Fehlerdetektor tatsächlich robust gegenüber allen Variationen der Parameter im Flugbereich sowie den Unsicherheiten von aerodynamischen Koeffizienten, Mess- und Schätzgrößen ist, muss durch eine detaillierte Analyse überprüft werden. Die Analyse mittels optimierungsbasierter Worst-Case-Suche ergibt die schlechtesten Werte für die Fehlalarmsschwelle  $J_{th}^{f*}$ , die Detektionsschwelle  $J_{th}^{d*}$  sowie die maximale Detektionszeit  $C_{DZ}^*$  im Bereich des definierten Flugbereichs. Man beachte, dass jegliche Kriterien- sowie Parameterwerte, die im Zuge der Analyse im kontinuierlichen

Parameter- und Unsicherheitsraum durchgeführt werden, mit einem \* gekennzeichnet sind, um eine Verwechslung mit den Ergebnissen der Synthese zu vermeiden. Ohne Berücksichtigung jeglicher Unsicherheiten ist alleine durch die Parametervariationen im Flugbereich eine Detektion ohne Fehlalarme nicht möglich, weil die Fehlalarmsschwelle die Detektionsschwelle übersteigt und somit das Robustheitskriterium verletzt wird ( $J_{th}^{f*} = 3.33$ ,  $J_{th}^{d*} = 2.5 \rightarrow C_{RB}^* = 1.33$ ).

Die Ursache dafür liegt neben der nicht exakten Abbildung des Aktuatorverhaltens primär in der Vernachlässigung der Abhängigkeit vom Anstellwinkel  $\alpha_f$  in der Modellapproximation, sodass sich speziell bei Vorliegen großer Eingangssignale  $u$  durch die damit einhergehenden Änderungen des Anstellwinkels zu großen Differenzen zwischen dem nichtlinearen Modell und der Approximation ergeben. Dabei kommt es zu einer physikalischen Sättigung durch die aerodynamische Last, welche gleich der dem Versorgungsdruck entsprechenden Antriebskraft ist (vgl. Anhang B). Dieser Effekt wird durch das Modell nicht abgebildet. Prinzipiell bestehen drei Ansätze, um eine robuste Detektion dennoch zu ermöglichen:

- Das mit dem Eingang normierte Evaluierungssignal  $\theta/\theta_u$  kann verwendet werden, um dessen Einfluss auf das Residuum zu mindern. Um dieselbe Dynamik wie bei dem Evaluierungssignal herzustellen, werden für  $\bar{\theta}_u$  dieselben Werte für die freien Parameter verwendet wie für  $\theta_u$ . Dieser Ansatz birgt jedoch bei amplitudenmäßig großen Eingängen die Gefahr in sich, dass bei Auftreten des Fehlers und gleichzeitigem Vorhandensein großer Kommandosignale auch das Evaluierungssignal  $\theta$  unter seinen Grenzwert gedrückt wird. Sollen Fehler jedoch lediglich im stationären Betrieb mit kleinen Eingängen, wie z.B. im Reiseflug, erkannt werden, ist dies ein adäquater Ansatz [VO14]. Dieser entspricht der in der Literatur beliebten Methode der adaptiven Grenzwerte.
- Beschränkt man sich bei dem Fehlerfall nicht auf kleine Steuereingänge, sondern soll der Fehler auch verlässlich und schnell bei großen Eingängen erkannt werden, kann der Grenzwert entsprechend unter die Fehlalarmsschwelle bis zur Detektionsschwelle  $J_{th} = J_{th}^d$  abgesenkt werden. Dies ist jedoch unweigerlich mit Fehlalarmen verbunden. Um dennoch ein zuverlässiges FDD-System zu erhalten, müssen Fehlalarme durch einen robust gestalteten Identifikationsalgorithmus von wirklich auftretenden Fehlern unterschieden werden.
- Als sinnvollster Ansatz ist die Verwendung eines genaueren Modells zu nennen, weil es dabei zu keinerlei Einbußen hinsichtlich der Leistungseigenschaften des FDD-Systems kommt, sondern diese noch gesteigert werden können. Sofern eine exaktere Modellierung des zu beobachtenden Systems möglich ist und diese implementiert werden kann, ist diese Methode stets zu bevorzugen.

Nachfolgend wird, was auch für die Detektion der beiden weiteren Fehlerfälle am Höhenruders zutrifft, die polynomiale Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten eingesetzt, dessen Polynomkoeffizienten unter anderem vom Anstellwinkel abhängen. Dies ermöglicht es, den Fall der physikalischen Sättigung durch eine zu große

aerodynamische Last zu berücksichtigen. Im Detail ist dieses Modell im Anhang B.2 beschrieben.

Die Optimierung des Robustheitskriteriums an 16 Punkten des Flugbereichs liefert für die Optimierungsparameter die Werte  $\alpha = 0$ ,  $\beta = 0.7$  und  $\gamma_d = 0.996$ . Die Detektionsschwelle ergibt sich dabei zu  $J_{th}^d = 1$  sowie die Fehlalarmsschwelle zu  $J_{th}^f = 0.14$ . Als Grenzwert wird daher auf einen Wert von  $J_{th} = 0.2$  zurückgegriffen. Dieser liegt leicht oberhalb der Fehlalarmsschwelle, um das Ansteigen des Residuums durch zusätzliche Unsicherheiten abfangen zu können und zugleich eine schnelle Detektion zu ermöglichen. Der große Abstand zur Detektionsschwelle ist damit zu begründen, dass für diesen Fehlerfall eine explizite Abhängigkeit des Residuums vom Eingang  $u$  gegeben ist. In gewissen Punkten des Flugbereichs, die nicht in der Auslegung berücksichtigt worden sind, wird  $J_{th}^d$  unterschritten. Um das Flugzeug zu steuern, sind speziell bei hohen Geschwindigkeiten und weit vorne platzierten Schwerpunktslagen die benötigten Ausschläge der Steuerfläche und entsprechend das Residuensignal sehr gering [Var+13].

Die Analyse mittels optimierungsbasierter Worst-Case-Suche ohne Unsicherheiten ergibt für das Robustheitskriterium einen Wert von  $C_{RB}^* = 0.40$  und somit ein zufriedenstellendes Ergebnis. Werden bei der Simulation des Flugzeugmodells für die Schätzungen wie jener des Schwerpunkts und der Masse sowie für die relevanten Messungen wie der Geschwindigkeit und der Höhe Unsicherheiten von  $\pm 10\%$  bzw. von  $\pm 5\%$  für den aerodynamischen Datensatz berücksichtigt, liegt weiterhin ein zufriedenstellendes Ergebnis durch  $C_{RB}^* = 0.50$  vor. Auch der Worst-Case der Detektionszeit  $C_{DZ}^*$  liegt mit einem Wert von 4.15s deutlich innerhalb des Anforderungsbereichs.

Für die Identifikation des Festklemmens wird die Identifikationslogik (5.31) in Kombination mit der Logik (5.34) implementiert. Die beiden Logiken werden mit einer booleschen ODER-Funktion miteinander verknüpft. Die zusätzliche Verwendung der ersten Logik hat den Vorteil, dass ein Festklemmen des Aktuators in seiner Nullposition schneller erkannt werden kann, weil für die in (5.34) verwendete Varianz für deren statistisch fundierte Berechnung eine Mindestanzahl von Datenpunkten gesammelt werden muss (in diesem Fall 50). Im Gegensatz dazu bieten die beiden Narendra-Filter eine rasche Identifikation des Fehlers. Dabei wird signalbasiert überprüft, ob der Eingang dem Ausgang entspricht oder dieser gleich null ist. Für den vorliegenden Höhenruder-Aktuator werden für die Berechnung von  $\theta_u(t)$  der Vergessensfaktor  $\gamma_{d,u} = 0.99$  und der Grenzwert  $J_{th,u} = 0.025$  und für die Berechnung von  $\theta_y(t)$  der Vergessensfaktor  $\gamma_{d,y} = 0.995$  und der Grenzwert  $J_{th,y} = 0.01$  verwendet. In beiden Fällen wird die Gewichtung  $\alpha$  für die Berücksichtigung des momentanen Signalwerts gleich null und  $\beta$  daher entsprechend gleich eins gewählt. Berechnet man den Worst-Case der Identifikationszeit im Flugbereich unter Berücksichtigung der maximalen Unsicherheiten, ergibt sich dieser zu  $C_{IZ}^* = 4.54s$ , was den Anforderungen genügt. An diesem Wert erkennt man den Vorteil der Implementierung der beiden Logiken. Ohne die Logik (5.31) zur Erkennung des Festklemmens in der Nullposition müsste auf Grund der Varianzberechnung  $C_{IZ}^*$  zumindest um 0.5s größer sein als  $C_{DZ}^*$ . Der Unterschied liegt jedoch lediglich bei 0.39s, weil mit Hilfe von (5.31) eine raschere Detektion gelingt. Somit kann nicht nur die Detektion, sondern auch die Identifikation des Fehlerfalls adäquat durchgeführt werden.

In Abbildung 6.4 ist das Histogramm der Identifikationszeiten dargestellt, welches im

Zuge einer Monte-Carlo-Simulation an 2000 Punkten mit kontinuierlicher Verteilung der Parameter und Unsicherheiten ermittelt wurde. Es ist ersichtlich, dass die Identifikationszeiten zwischen 3.73s und 4.54s liegen. Der Mittelwert liegt mit einer Standardabweichung von 0.22s bei 4.03s.

### 6.4.3 Unkontrolliertes Weglaufen

Ein unkontrolliertes Weglaufen der Aktuatorstange, welches das wirkende Moment des Höhenruders stetig ansteigen lässt, ist sicherheitskritisch, sodass dieser Fehler entsprechend schnell detektiert werden muss. Daher wird für die Optimierung der Werte der Parameter  $\alpha$  auf eins gesetzt, um das momentane Residuensignal größtmöglich zu gewichten. Die beiden verbleibenden freien Parameter des Narendra-Filters werden an 16 Punkten des Flugbereichs sowie bei drei unterschiedlichen Fehlerraten  $1^\circ/\text{s}$ ,  $20^\circ/\text{s}$  und  $50^\circ/\text{s}$  optimiert. Dies ergibt in Summe 48 Stützstellen und macht eine Optimierung auf einem Rechencluster unvermeidlich. Im Zuge der Optimierung an den 48 Stützpunkten ergeben sich die Werte der beiden Parameter zu  $\beta = 0.52$  und  $\gamma_d = 0.993$ . Die optimierte Detektionsschwelle liegt bei einem Wert von  $J_{th}^d = 2.57$ , die Fehlalarmsschwelle bei  $J_{th}^f = 0.56$ , sodass sich das Robustheitskriterium zu  $C_{RB} = 0.22$  ergibt. Nachfolgend sollen zwei unterschiedliche Grenzwerte untersucht werden. Wird die Mitte der beiden Schwellwerte gewählt, liegt der Grenzwert bei  $J_{th} = 1.5$ . Auf Grund der hohen Anforderungen an die Detektionszeit wird zudem ein zweiter, niedriger Grenzwert  $J_{th} = 0.9$  in die Analyse miteinbezogen, weil die Wahl des Grenzwerts die Detektionszeiten entscheidend beeinflussen kann.

Bevor diese betrachtet werden können, muss das Robustheitskriterium für die definierten Parameter der Evaluierung und Entscheidungsfindung unter Berücksichtigung aller Unsicherheiten und Parametervariationen ausgewertet werden. Die optimierungsbasierte Worst-Case-Analyse ergibt für die Fehlalarmsschwelle einen Wert von  $J_{th}^{f*} = 0.56$ , für die Detektionsschwelle  $J_{th}^{d*} = 2.24$ , sodass sich für das Robustheitskriterium  $C_{RB}^* = 0.23$  ergibt. Die beiden gewählten Grenzwerte liegen in einem sicheren Bereich, der weitere, nicht berücksichtigte Unsicherheiten zulässt. Nun können die Detektionszeiten betrachtet werden. Die Detektion bzw. auch die Identifikation müssen vor der Überschreiten von  $2.5^\circ$  Abweichung des Höhenruders von seinem Ursprungswert erfolgt sein. Da somit die geforderte Detektionszeit von der Fehlerrate abhängig ist, erscheint es sinnvoll, die absolute mit der geforderten Detektionszeit  $t_{gef}$  entsprechend (4.17) zu normieren. Dabei ist anzumerken, dass die geforderten Detektionszeiten bei Erfüllung des Robustheitskriteriums eingehalten werden, wodurch die hinreichende Bedingung  $C_{RB} \leq 1 \rightarrow C_{DZ} \leq 1$  gilt. Um noch ausreichend Zeit für die anschließende Identifikation des Fehlers, die wie aufgeführt ebenfalls innerhalb der geforderten Zeit erfolgen soll, zur Verfügung zu haben, ist ein Wert von  $\bar{t}_{det} < 0.66$  wünschenswert.

Für die vorliegende Problemstellung sind die im Zuge der Optimierung berechneten Kriterienwerte für unterschiedliche Flugzustände, Unsicherheiten sowie Fehlerraten in Abbildung 6.5 für einen Grenzwert von  $J_{th} = 1.5$  auf der linken sowie für einen Grenzwert von  $J_{th} = 0.9$  auf der rechten Seite dargestellt. Dabei deuten grüne Kreise auf eine normierte Detektionszeit  $\bar{t}_{det}$  kleiner als 0.33, blaue Kreise auf Werte zwischen 0.33 und

0.66 und rote Kreuze auf Werte über 0.66 hin. Der höhere Grenzwert zeigt dabei wie erwartet einen zu großen Worst-Case der normierten Detektionszeiten von  $\bar{C}_{DZ,1}^* = 0.72$ . Bei der Wahl des niedrigeren Grenzwerts ergibt sich der maximale Wert zu  $\bar{C}_{DZ,2}^* = 0.5$ . Dabei ist zu beachten, dass große Fehlerraten i. Allg. schwerer zu detektieren sind, weil bei hohen Raten verhältnismäßig wenig Abtastpunkte für die Analyse zur Verfügung stehen. Bei einer Fehlerrate von  $50^\circ/\text{s}$  liegt die geforderte Detektionszeit bei  $5/100\text{s}$ , was bei einer Abtastfrequenz von  $100\text{Hz}$  lediglich 5 Punkte sind. Senkt man den Grenzwert noch weiter ab, z. B. auf  $J_{th,3} = 0.6$ , ergibt dies einen Wert von  $\bar{C}_{DZ,3}^* = 0.4$ , wobei aber in Bezug auf die Robustheit gegenüber Fehlalarmen auf Grund nichtberücksichtigter Unsicherheiten Leistungseinbußen zu befürchten sind.

### Identifikation

Die Identifikation des Fehlerfalls erfolgt mit der in (5.27) vorgestellten Logik. Dabei wird die kritische Fehleramplitude bei  $J_{th,r} = 2^\circ$  definiert. Somit werden jegliche Abweichungen zwischen gefordertem und tatsächlich vorhandenem Signal größer als  $2^\circ$ , sofern das Ausgangssignal sich verändert, als unkontrolliertes Aktuatorverhalten eingestuft. Für den Grenzwert  $J_{th,\bar{y}}$ , der die Rate des Ausgangssignals berücksichtigt, wird entsprechend (5.29) ein variabler Grenzwert mit  $\Delta n_{max} = 0.3^\circ$ , was in etwa der maximalen Störampplitude entspricht, und mit der minimalen Weglaufrate  $c = 1^\circ/\text{s}$  eingesetzt. Als Grenzwert  $J_{th,y_{max}}$  für den Absolutwert des Aktuatorausgangs  $y(t)$  wird der maximale Ausschlag des Höhenruders genutzt. Die Ergebnisse der optimierungsbasierten Worst-Case-Suche sind in Abbildung 6.6 dargestellt. Dabei deuten rote Kreuze auf nichtadäquate Werte normierter Identifikationszeiten  $> 1$  hin, während bei Erfüllung der Anforderung ein grüner Kreis als Markierung dient. Für den Worst-Case der normierten Identifikationszeit ergibt sich für den Grenzwert von  $J_{th} = 1.5$  ein Wert von  $\bar{C}_{ID,1}^* = 1.17$ . Speziell bei größeren Fehlerraten werden die Anforderungen nicht erfüllt. Nutzt man den niedrigeren Grenzwert von 0.9, liegt das Maximum der berechneten, normierten Identifikationszeiten bei einem Wert von genau eins ( $\bar{C}_{ID,2}^* = 1$ ). Somit kann im Flugbereich der Fehlerfall des weglaufernden Aktuators zeitgerecht detektiert und identifiziert werden. Mit dem sehr niedrigen Grenzwert  $J_{th,3}$  wird der Worst-Case der normierten Identifikationszeit zu  $\bar{C}_{ID,3}^* = 0.89$  bestimmt und liegt sogar noch unter einem Wert von eins. Hier muss man jedoch abwägen, ob dieser Grenzwert bei Einsatz des FDD-Systems auf der Hardware auf Grund der verminderten Robustheit gegenüber Fehlalarmen vertretbar ist.

#### 6.4.4 Oszillatorischer Fehlerfall

Die zuverlässige Detektion und Identifikation des oszillatorischen Fehlerfalls ist auf Grund der Anregungsmöglichkeit der Eigenmoden der Flugzeugstruktur von hoher Relevanz [Gou10]. Die dabei zu detektierende Amplitude von  $0.5^\circ$  stellt bei Berücksichtigung der Sensorengenauigkeit von etwa  $\pm 0.3^\circ$  eine anspruchsvolle Aufgabe dar. Die Optimierung der Evaluierungsparameter erfolgt wiederum an 16 Punkten des Flugbereichs mit den drei unterschiedlichen Fehlerfrequenzen  $0.5\text{Hz}$ ,  $1.5\text{Hz}$  sowie  $7\text{Hz}$  und ergibt  $\beta = 0.49$  und  $\gamma_d = 0.992$ , wobei  $\alpha = 1$  fixiert wurde. Dabei ist die Ähnlichkeit der Ergebnisse

mit jenen des weglauenden Aktuators augenscheinlich. Dies ist in der Gemeinsamkeit der raschen Detektionsanforderung sowie der hohen anfänglichen Raten begründet. Die Detektionsschwelle liegt an den in Summe 48 Stützstellen bei einem Wert von  $J_{th}^d = 0.69$ , die Fehlalarmsschwelle bei  $J_{th}^f = 0.31$ . Für das Robustheitskriterium ergibt sich somit ein Wert von  $C_{RB} = 0.45$ . Folglich ermöglicht dies für die Entscheidungsfindung die Wahl eines adäquaten Grenzwerts, z. B. bei  $J_{th} = 0.4$ .

Analysiert man mittels Optimierung das Robustheitskriterium im kontinuierlichen Wertebereich des Flugbereichs sowie der Unsicherheitsparameter, ergibt sich die Detektionsschwelle zu  $J_{th}^{d*} = 0.59$  und die Fehlalarmsschwelle zu  $J_{th}^{f*} = 0.31$ , was zu dem Robustheitskriterium von  $C_{RB}^* = 0.53$  führt. Dementsprechend wird neben der Robustheit auch die Wahl des Grenzwerts  $J_{th}$  bestätigt. Werden mit diesem Grenzwert die normierten Detektionszeiten  $\bar{t}_{det}$  im Flugbereich berechnet, ergibt sich der Worst-Case bei  $\bar{C}_{DZ}^* = 0.12$ , was genügend zeitlichen Raum für die nachfolgende Identifikation des Fehlerfalls entsprechend der Logik (5.45) lässt.

## Identifikation

Die Identifikation des oszillatorischen Fehlerfalls mittels der Logik (5.45) bedarf der Implementierung der DFT. Für den definierten Bereich der zu identifizierenden Fehlerfrequenzen  $[0.1, 10]$ Hz und bei einer Abtastzeit von  $T_s = 0.01$ s werden  $M = 7$  Frequenzstützstellen bei  $\Omega_S = 2\pi\{7.5, 3.75, 1.875, 0.9375, 0.4687, 0.2343, 0.1171\}$  mit den entsprechenden Abtastpunkten  $N(\Omega_S) = \{20, 40, 80, 160, 320, 640, 1280\}$  definiert. Der Grenzwert für die Signalspektren zur Identifikation des OFCs wird gemäß der minimal zu erkennenden Amplitude von  $0.5^\circ$  bei einem Grenzwert von  $J_{th, freq} = 0.3$  gewählt. Der Grenzwert  $J_{th, \sigma_y}$ , der die Veränderlichkeit des Ausgangssignals voraussetzt, wird bei einem Wert von 0.01 festgesetzt. Berechnet man den Worst-Case der Identifikationszeit, ergibt dies einen Wert von  $\bar{C}_{IZ}^* = 0.57$ .

Die Erfüllung des Robustheitskriteriums deutet darauf hin, dass Fehler mit Amplituden kleiner als  $0.5^\circ$  bei entsprechender Wahl des Grenzwerts erkannt werden können. Wird die Fehleramplitude schrittweise um  $0.1^\circ$  gesenkt, liefert dies Worst-Case-Analyseergebnisse, wie in Tabelle 6.4 aufgelistet. Das Robustheitskriterium wird bis zu einer Fehleramplitude von  $0.3^\circ$  erfüllt, was die Wahl eines entsprechenden Grenzwerts ( $J_{th}^f < J_{th} < J_{th}^d$ ) ermöglicht, der sowohl Fehlalarme wie nicht detektierte Fehler ausschließt.

Amplitude ( $^\circ$ )	$C_{RB}^*$	$J_{th}^{d*}$	$J_{th}^{f*}$
0.50	0.53	0.59	0.31
0.40	0.72	0.43	
0.30	0.86	0.36	
0.20	1.14	0.27	

**Tabelle 6.4:** Ergebnisse der Schwellwerte bei minimalen Fehleramplituden

Die Berechnung der kleinsten erkennbaren Amplitude kann auch systematisch, wie in Kapitel 4 beschrieben, für einen definierten Grenzwert  $J_{th}$  per Optimierung durchgeführt werden. Dies erfordert die Wahl eines adäquaten Grenzwerts  $J_{th}$ . Um das Ergebnis mit jenen in Tabelle 6.4 vergleichen zu können, wird der Grenzwert zuerst bei der Fehlalarmschwelle  $J_{th} = J_{th}^f = 0.31$  gewählt. Die Berechnung mittels optimierungsbasierter Worst-Case-Suche ergibt einen Wert von  $C_A^* = 0.255^\circ$ . Dieser Wert definiert die kleinste erkennbare Amplitude, ohne Fehlalarme zuzulassen, und liegt sogar leicht unterhalb der maximalen Störampplitude von  $0.3^\circ$ , was dem Integralanteil im Evaluierungsfiler zu verdanken ist. In einer zweiten Berechnung wird die minimal detektierbare Amplitude für den nach der Auslegung gewählten Grenzwert von  $J_{th} = 0.4$  ausgewertet. Der minimale Wert ergibt sich dabei zu  $0.342^\circ$ .

### Oszillatorischer Fehlerfall um einen konstanten Mittelwert

Der oszillatorische Fehlerfall um einen konstanten Mittelwert, wobei es zu keinerlei Reaktion des Aktuators auf ein Kommandosignal mehr kommt, stellt einen kritischen Fehlerfall dar, weil der Aktuator zum einen wie der additive OFC die Eigenmoden der Flugzeugstruktur anregen kann, zum anderen weil die Aktuatordynamik nicht mehr steuerbar ist. Um die Komplexität des FDD-Systems nicht unnötig zu steigern, wird für die Detektion und die Identifikation dieses Fehlers ein und derselbe Evaluierungs-, Entscheidungsfindungs- und Identifikationskanal genutzt, wie für den additiven oszillatorischen Fehler. Bei der optimierungsbasierten Worst-Case-Suche der Detektionsschwelle ergibt sich ein Wert von  $J_{th}^{d*} = 0.60$ , der somit geringfügig höher liegt als jener des additiven Fehlers. Dies ist darin begründet, dass bei dem Auftreten des OFCs um eine fixierte Position des Aktuators das Residuum in der Regel eine gleich große Amplitude aufweist, wenn der Analyse dieselbe Fehleramplitude zugrunde gelegt wird, weil zusätzlich das Eingangssignal direkt auf das Residuum übertragen wird. Für das Robustheitskriterium ergibt sich ein Wert von  $C_{RB}^* = 0.52$ . Unterzieht man das FDD-System einer Analyse in Hinblick auf die Detektionszeiten, liegt der schlechteste normierte Wert in dem ausgewählten Flugbereich bei  $\bar{C}_{DZ}^* = 0.1$ . Zusätzlich muss noch die Identifikation unter die Lupe genommen werden. Hierbei erweist sich die DFT als eine sehr robuste Methode, die im Gegensatz zu anderen in der Literatur vorgestellten Ansätzen, wie z. B. [Gou10], ohne variablen Grenzwert auch die Identifikation des Fehlers ermöglicht. Der Worst-Case der normierten Identifikationszeiten liegt bei  $\bar{C}_{IZ}^* = 0.53$ .

## 6.5 FDD-System für das Querruder

Am Querruder stehen Fehlerszenarien mit kleinen Abweichungen vom normalen Betriebspunkt im Fokus der Problemstellung. Diese Fehler führen üblicherweise zu keinen sicherheitskritischen Situationen, bringen jedoch andere, unerwünschte Erscheinungen, wie z. B. einen durch den größeren Widerstand erhöhten Treibstoffverbrauch, mit sich. Abbildung 6.3 zeigt das vorgeschlagene FDD-System für das Querruder zur Detektion und Identifikation der drei definierten Fehlerfälle. Dabei wird für die Detektion des

Bruchs der Aktuatorstange ein Modelldetektionsansatz verwendet wird, wodurch ein zweiter Residuenfilter vonnöten ist.

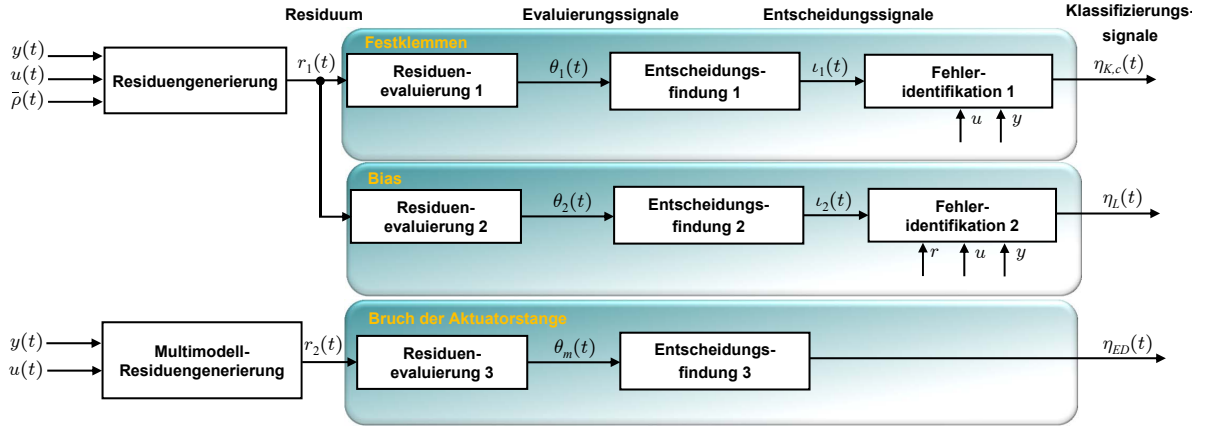


Abbildung 6.3: FDD-System des Querruders für das ADDSAFE-Benchmark

### 6.5.1 Residuengenerator

Auf Grund der kleinen Fehleramplituden wird der nichtlineare Residuenfilter erster Ordnung (5.18) mit den entsprechenden Zustandsraummatrizen (6.10) eingesetzt. Der darin enthaltene Aktuatorkoeffizient ergibt sich aus (6.6) mit der Annahme, dass die aerodynamische Last  $F_{aero}$  direkt berechnet werden kann. Durch die Verwendung dieses Modells können kleine Fehleramplituden besser und schneller detektiert werden. Die freien Parameter  $a$  bzw.  $k_0$  im Detektor (6.9) werden auf Werte von 100 bzw. 14 gesetzt. Der Residuenfilter im zeitdiskreten Bereich lässt sich unter der Annahme,  $y_i$ ,  $u_i$  sowie  $k_{nl}(\bar{p}_i)$  seien für jeden Zeitschritt  $t \in [iT_s, (i+1)T_s)$  konstant, mit  $i = 0, 1, 2, \dots$ , zu

$$x_{Q,i+1} = e^{-aT_s} x_{Q,i} + \frac{1 - e^{-aT_s}}{k_0} [(k_{nl}(\bar{p}_i) - a)y_i + (k_{nl}(\bar{p}_i))u_i] \quad (6.15)$$

$$r_i = x_{Q,i} + \frac{a}{k_0} u_i$$

angeben. Nachfolgend wird die Auslegung der einzelnen Kanäle des FDD-Systems für die jeweiligen Fehlerfälle beschrieben.

### 6.5.2 Festklemmen im Reiseflug

Ein unerwünschtes Festklemmen des Aktuators führt wie beim Höhenruder auch beim Querruder zu negativen Effekten in Bezug auf die Steuerung des Flugzeugs. Bei der vorliegenden Problemstellung soll jedoch im Gegensatz zu dem Fall am Höhenruder der Fehlerfall während des Reisefluges untersucht werden, bei dem es lediglich zu einer minimalen Abweichung von der Trimmposition kommt. Genau darin liegt die Schwierigkeit



der Detektion begründet, denn kleine Abweichungen liefern lediglich kleine Werte des Residuums.

Für die Optimierung der freien FDD-Systemparameter werden im fehlerfreien Fall typische Manöver zur Anregung der Seitenbewegung des Flugzeugs herangezogen. Dies sind bspw. Flugphasen mit konstantem Schiebewinkel, Kurvenflüge oder Rollmanöver. Auf Grund der kleinen Fehleramplituden wird der Parameter  $\beta$  des Narendra-Filters auf einen Wert von 1 festgesetzt. Für die beiden restlichen Parameter ergeben sich die Werte von  $\alpha = 0.1$  und  $\gamma_d = 0.999$ . Die Berechnung der Fehlalarmsschwelle im Zuge der Optimierung liegt bei  $J_{th}^f = 0.7$ , die Detektionsschwelle bei  $J_{th}^d = 4.6$ , sodass die Wahl des Grenzwerts bei  $J_{th} = 3$  sinnvoll erscheint. Erst die Analyse mittels optimierungsbasierter Worst-Case-Suche im gesamten Parameterbereich gibt wiederum Aufschluss über die Leistungsfähigkeit sowie die Robustheit des FDD-Systems. Diese Suche liefert eine Fehlalarmsschwelle von  $J_{th}^{f*} = 1.97$  sowie eine Detektionsschwelle von  $J_{th}^{d*} = 4.55$ , wodurch die Wahl von  $J_{th}$  bestätigt wird.

Wegen des sprunghaften Verhaltens des Fehlers ist in der Detektionsschwelle kaum eine Abhängigkeit vom Flugzustand zu erkennen, weil das sprunghafte Auftreten nicht so schnell vom Flugregler kompensiert werden kann, wie es bei langsam aufbauenden Fehlerfällen häufig der Fall ist, und weil demnach das anfängliche Signalverhalten des Residuums von der Flugzeugdynamik entkoppelt und lediglich von der Fehlerdynamik beeinflusst wird.

## Identifikation

Zur Identifikation des Fehlerfalls wird wie beim Höhenruder die Logik (5.34) zur Erkennung eines Festklemmens des Aktuators in einer beliebigen Position verwendet. Dabei werden die Parameter des Narendra-Filters zur Berechnung des Evaluierungssignals  $\theta_u(t)$  bei  $\alpha = 0$ ,  $\beta_u = 1$  und  $\gamma_{d,u} = 0.999$  sowie ein Grenzwert von  $J_{th,u} = 0.025$  gewählt. Die Varianzberechnung, welche das Festklemmen in einer beliebigen Position letztlich bestätigt, verwendet  $N = 50$  Werte, was eine Verzögerung von 0.5s für die Identifikation mit sich bringt. Als Grenzwert wird ein Wert von  $J_{th,\sigma_y} = 0.01$  gewählt. Der Worst-Case der Identifikationszeit ergibt 2.24s, der für die geringe Amplitude des Fehlers ein sehr ansprechendes Ergebnis darstellt, was aber zum Teil mit der Annahme der schnellen Dynamik des Fehlers bei seinem Auftreten zusammenhängt.

### 6.5.3 Sensorbias

Ein Bias am Regelsensor für die Detektion ist problematisch, weil er vom Regler kompensiert werden kann und daher stationär nicht übertragen wird. Dies bedeutet, dass die physikalische Position um den durch den Bias induzierten Fehlerwert vom Sollwert abweicht, der Sensor jedoch die korrekte Position angibt. Dadurch tritt der Fehler im Residuum nicht in Erscheinung und verhindert die Möglichkeit der Identifikation. Alternativ ist eine zusätzliche Beobachtung auf globaler Ebene zu nennen, mit deren Hilfe eine Schätzung der aktuellen Momentenverhältnisse möglich ist. Auch kann ein weiterer Sensor implementiert werden, um den Fehler zu erkennen. Dennoch soll an dieser Stelle

eine lokale Detektion des Bias vorgeschlagen werden, weil prinzipiell eine Detektion möglich ist.

Auf Grund der Verwendung des nichtlinearen Residuenfilters (5.24), basierend auf der nichtlinearen Beschreibung des Aktuatorcoeffizienten, der das eigentliche Verhalten des Aktuators äußerst gut approximiert, sind die Residuensignale bei Nichtvorhandensein von Fehlern klein, sodass die freien Parameter des Evaluierungsfilters primär für die Optimierung der Detektionseigenschaften des Fehlers genutzt werden können. Da der Fehler lediglich als kurzer Impuls im Residuum erscheint, muss der Integralteil stärker gewichtet werden. Folglich wird der Parameter  $\beta$  bei einem Wert von 1 fixiert. Für die beiden verbleibenden Parameter ergeben sich im Zuge der Optimierung Werte von  $\alpha = 1$  sowie  $\gamma_d = 0.992$ . Die bei der Optimierung berechnete Fehlalarmschwelle ergibt sich zu  $J_{th}^f = 0.55$ , die Detektionsschwelle zu  $J_{th}^d = 3.86$ , sodass der Grenzwert bei  $J_{th} = 1$  gewählt wird. Auch die Bestimmung des Worst-Cases der beiden Schwellen spiegelt die guten Eigenschaften der Erkennungsmethodik wider ( $J_{th}^{f*} = 0.80$ ,  $J_{th}^{d*} = 3.77 \rightarrow C_{RB}^* = 0.21$ ). Wie beschrieben, ist ohne globalen Ansatz oder zweites Sensorsignal eine Identifikation des Fehlerfalls nicht möglich, weil der Fehler im Messsignal lediglich impulsförmig in Erscheinung tritt. In Abbildung 6.7 sind 50 Simulationen an verschiedenen Punkten des Flugbereichs dargestellt. Sie zeigen im ersten Diagramm das Sensorsignal  $y$ , im zweiten die eigentliche (nicht gemessene) Position der Aktuatorstange, im dritten das berechnete Residuum sowie letztlich im vierten Diagramm das Detektionssignal  $\iota$ . Der Fehler tritt dabei stets bei  $t_f = 10s$  auf. Durch die sprunghafte Charakteristik des Fehlers am Sensor gelingt die Detektion stets in der minimalen Zeit, jedoch kann das Detektionssignal nicht dauerhaft auf einem Wert von eins gehalten werden, weil der Fehler stationär verschwindet.

### 6.5.4 Bruch der Aktuatorstange

Auf Grund dessen, dass dieser Fehler ausschließlich die Dynamik des Aktuatorverhaltens und nicht den Stationärwert beeinflusst, kann er mittels additiver Fehlerdetektionsansätze nur schwer erkannt werden. Ein möglicher Ansatz zur Detektion und Identifikation basiert auf Multimodellen, weil sich die spezielle Fehlersituation des Aktuators relativ genau abbilden lässt. Wie in Abschnitt 5.1.3 erörtert, wird für die Detektion des Stangenbruchs ein Ansatz mit zwei Modellen verwendet. Der dazugehörige Residuenfilter kann durch

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{y}}^{(0)}(t) \\ \dot{\hat{y}}^{(1)}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -k_{nl}(\rho) & 0 \\ 0 & -\bar{k}_{nl}(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{y}^{(0)}(t) \\ \hat{y}^{(1)}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{nl}(\rho) \\ \bar{k}_{nl}(x) \end{bmatrix} u(t) \\ \begin{bmatrix} r^{(0)}(t) \\ r^{(1)}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{y}^{(0)}(t) \\ \hat{y}^{(1)}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} y(t) \end{aligned} \quad (6.16)$$

mit den dazugehörigen nichtlinearen Koeffizienten

$$\bar{k}_{nl}(x) = k_{ci} k_p \sqrt{\frac{P_v(x)}{P_{ref}}} \quad (6.17)$$

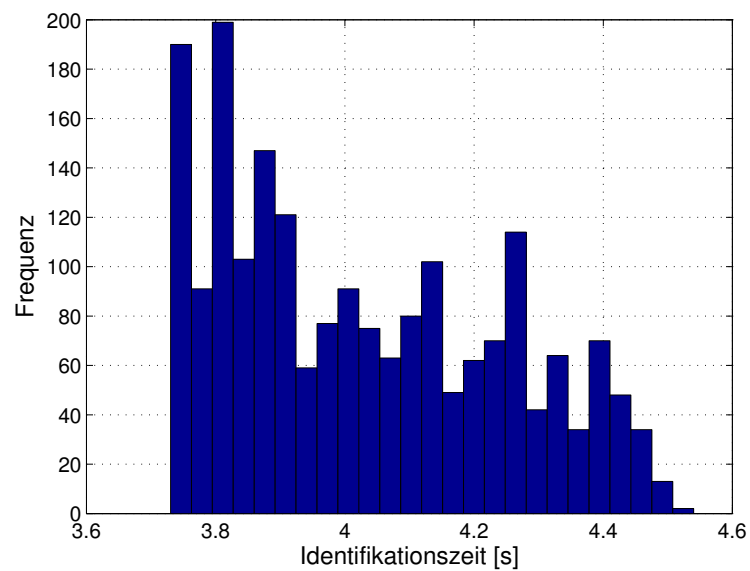
im Fehlerfall bzw. (6.6) im fehlerfreien Fall angegeben werden. Die diskrete Implementierung lässt sich mittels (6.11) durch die Annahme,  $y_i$ ,  $u_i$  sowie  $k_{nl}(\bar{\rho}_i)$  seien für jeden Zeitschritt  $t \in [iT_s, (i+1)T_s)$  mit  $i = 0, 1, 2, \dots$  konstant, durch

$$\begin{bmatrix} \hat{y}_{i+1}^{(0)} \\ \hat{y}_{i+1}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-k_{nl}(\rho_i)T_s} & 0 \\ 0 & e^{-\bar{k}_{nl}(x_i)T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{y}_i^{(0)} \\ \hat{y}_i^{(1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{nl}(\rho_i)\bar{k}_{nl}^{-1}(x_i)(e^{-k_{nl}(\rho_i)T_s} - 1) \\ k_{nl}^{-1}(\rho_i)\bar{k}_{nl}(x_i)(-e^{-\bar{k}_{nl}(x_i)T_s} + 1) \end{bmatrix} u_i \quad (6.18)$$

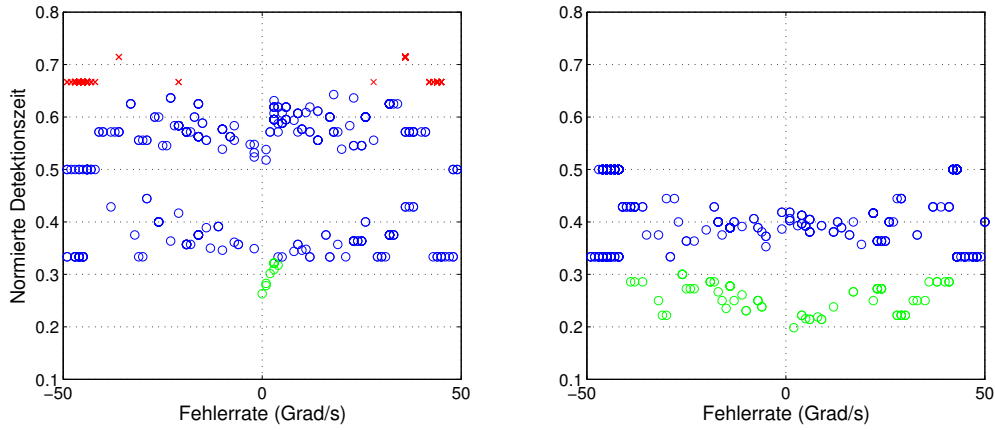
$$\begin{bmatrix} r_i^{(0)} \\ r_i^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{y}_i^{(0)} \\ \hat{y}_i^{(1)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} y_i$$

angeben.

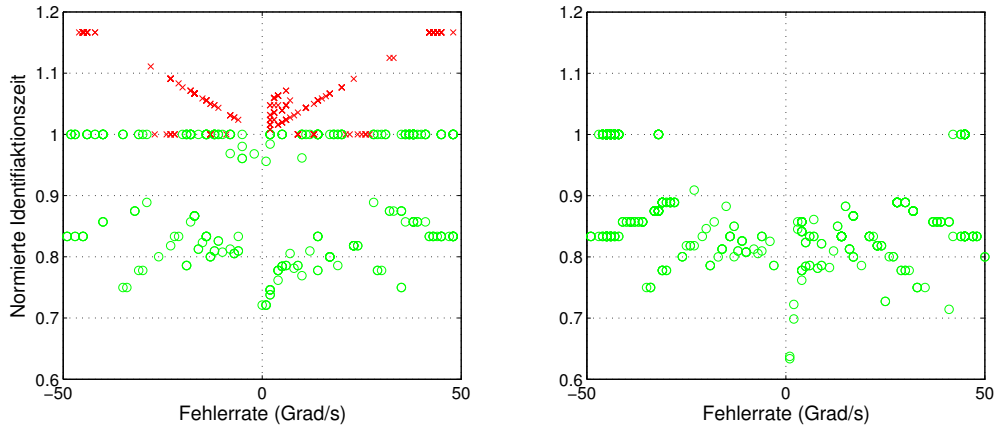
Als Parameter der Residuenevaluierungsfunktion werden dabei Werte von  $\alpha^{(1)} = 0$ ,  $\beta^{(1)} = 1$  und  $\gamma_d^{(1)} = 0.995$  sowie ein Grenzwert von  $J_{th}^{(1)} = 0.0035$  bzw.  $\alpha^{(0)} = 0$ ,  $\beta^{(0)} = 1$  und  $\gamma_d^{(0)} = 0.995$  sowie ein Grenzwert von  $J_{th}^{(0)} = 0.3$  verwendet. Die Auswertung der schlechtesten Detektionszeit und zugleich der Identifikationszeit im Flugbereich ergibt sich zu  $C_{DZ}^* = C_{IZ}^* = 11.61s$ , was unter der maximal erlaubten Detektions- bzw. Identifikationszeit von zwei Minuten liegt. In Abbildung 6.8 sind Simulationen von 20 unterschiedlichen Punkten im Flugbereich dargestellt. Dabei kommt es während des Reiseflugs bei  $t_f = 10s$  zum Bruch der Aktuatorstange und dem Verlust der Stellflächenwirksamkeit. Das erste Diagramm der Abbildung zeigt die gemessene Position der Aktuatorstange, mittels der dieser Fehler nicht zu erkennen ist. Im zweiten Diagramm ist die Position der Steuerfläche dargestellt, die sich bei Bruch der Stange in die Position bewegt, an der kein Scharniermoment am Aktuator herrscht. Die beiden letzten Diagramme sind entscheidend für die Identifikation. Im dritten Diagramm ist das evaluierte Signal  $\theta^{(1)}$  dargestellt, welches bei Auftreten des Fehlers unter den entsprechenden Grenzwert läuft. Das letzte Diagramm zeigt schließlich den Verlauf der Identifikationsvariablen  $\eta_{ED}$  und den Zeitpunkt, an dem die Identifikation gelingt.



**Abbildung 6.4:** Histogramm der Identifikationszeiten bei Festklemmen des Aktuators am Höhenruder



**Abbildung 6.5:** Normierte Detektionszeiten  $\bar{t}_{det}$  bei Weglaufen des Aktuators mit Grenzwerten von  $J_{th} = 1.5$  (links) sowie  $J_{th} = 0.9$  (rechts) bei variierenden Fehlerraten



**Abbildung 6.6:** Normierte Identifikationszeiten  $\bar{t}_{ident}$  bei Weglaufen des Aktuators mit Grenzwerten von  $J_{th} = 1.5$  (links) sowie  $J_{th} = 0.9$  (rechts) bei variierenden Fehlerraten

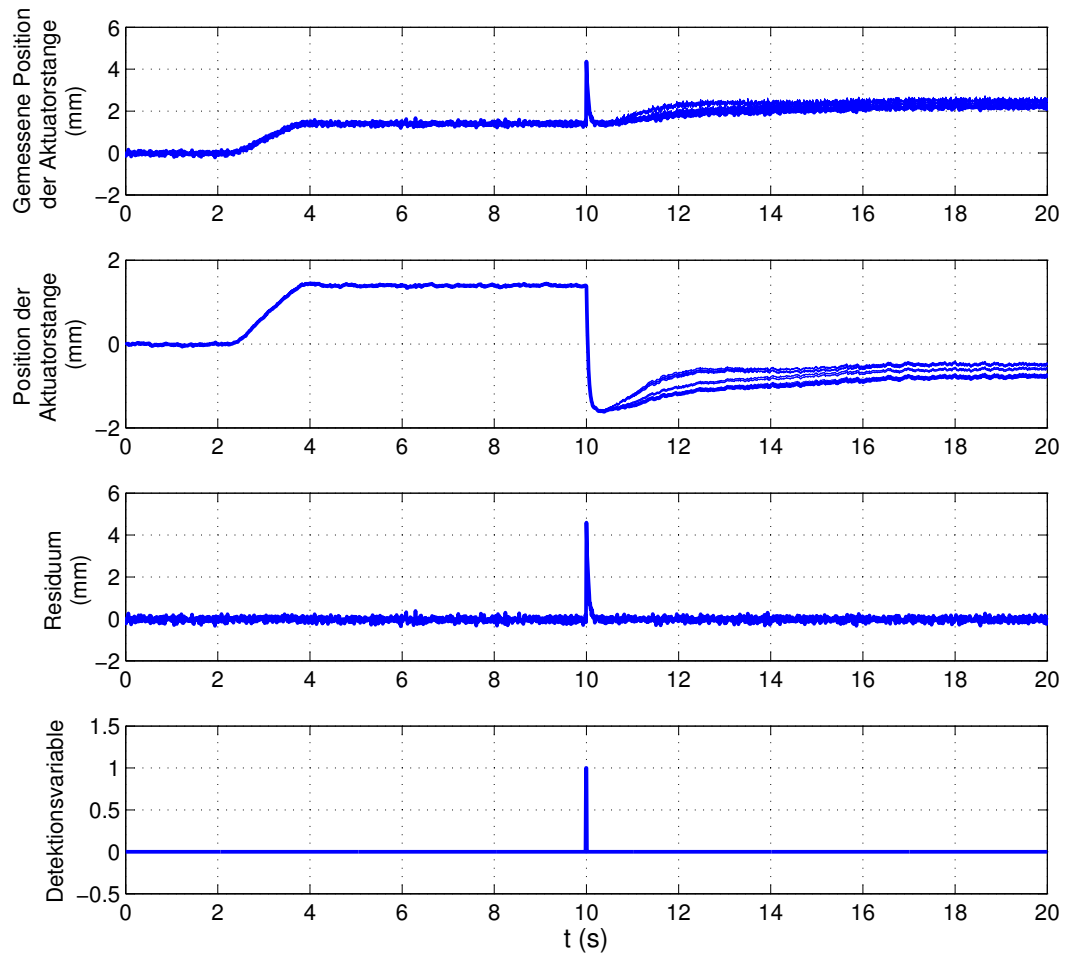


Abbildung 6.7: Signalverläufe bei einem Bias am Regelsensor des Querruder-Aktuators

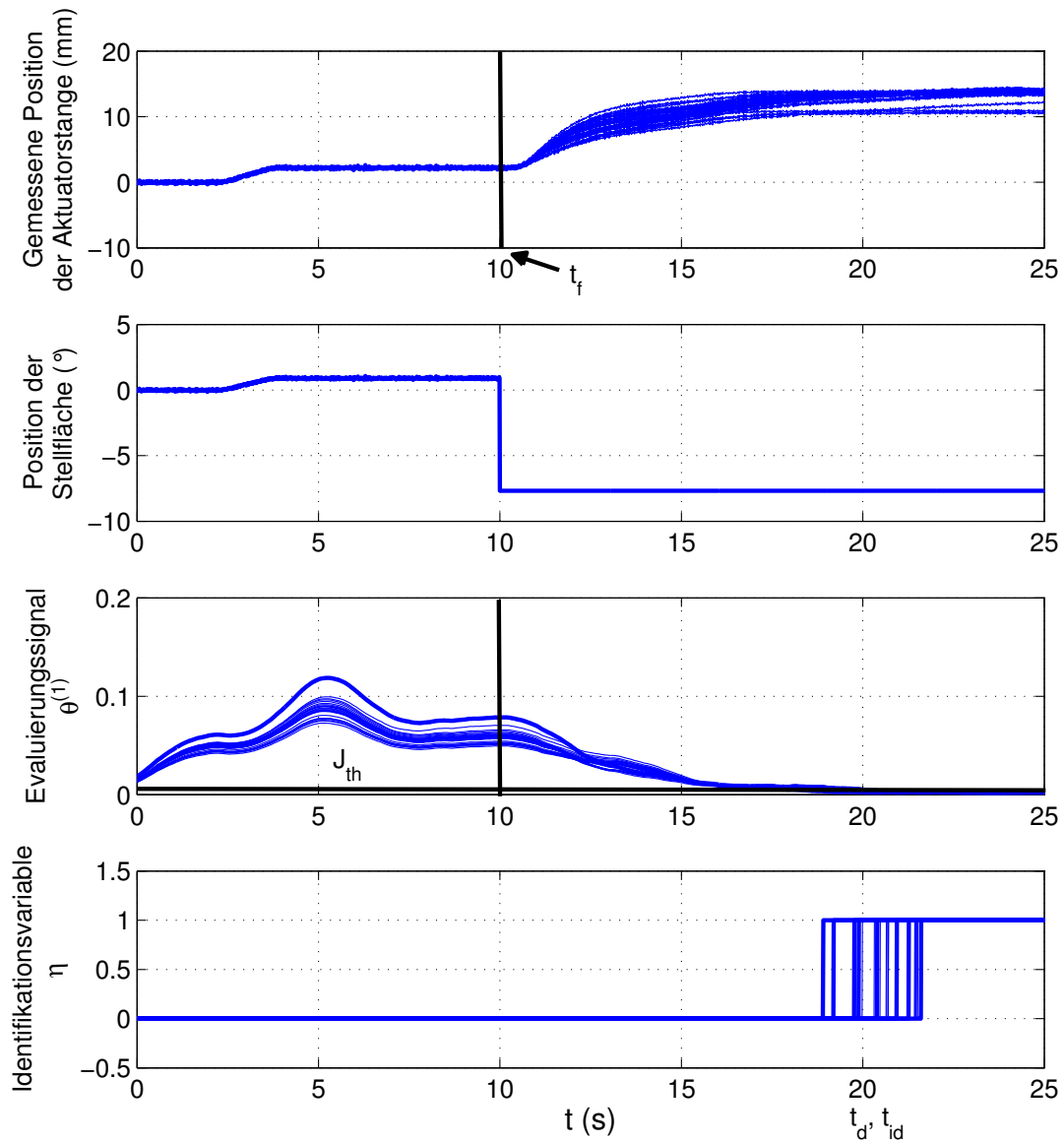
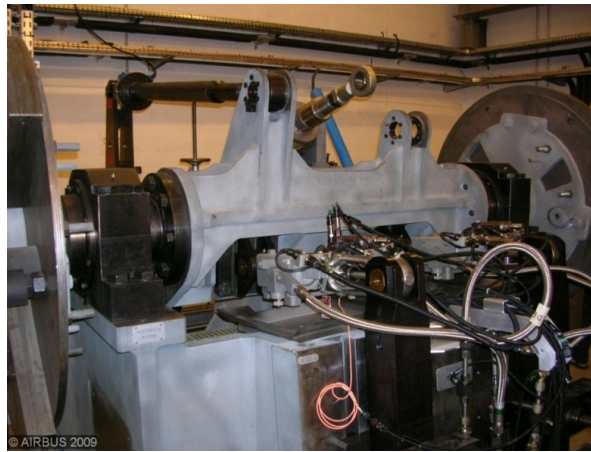


Abbildung 6.8: Relevante Signalverläufe bei Bruch der Aktuatorstange am Querruder

## 6.6 Validierung des Ansatzes am physikalischen System

Zusätzlich zu den umfangreichen Validierungsmaßnahmen mittels optimierungsbasierter Worst-Case-Suche und Monte-Carlo-Simulation wurde ein Ansatz, nämlich jener zur Detektion des Festklemmens des Höhenrunderaktors, an einer hardwarebasierten Testeinrichtung bei AIRBUS validiert. Diese Testeinrichtung, wie sie in Abbildung 6.9 dargestellt ist, besteht aus einem Nachbau des Aktuatorensystems des Höhenruders. Dieses setzt sich, wie in Kapitel 2 diskutiert, aus zwei Aktuatoren zusammen, von denen einer hydraulisch angesteuert wird, der andere sich im passiven Modus befindet. Bei der Testeinrichtung ist zur Erzeugung der Aktuatorlast ein konstantes Gewicht an der Stelle des Höhenruders montiert. Die Anlage ist mit einem Simulationsrechner verbunden, der die eigentliche Flugzeugdynamik sowie den Flugregler simuliert. Letzterer erzeugt und sendet die Steuersignale an das Aktuatorensystem.



**Abbildung 6.9:** Aktuator-Test-Einrichtung

Dieser Aufbau ermöglicht eine zusätzliche Validierung des FDD-Systems mittels einer realitätsnahen Simulation am Boden, der sog. Hardware-in-the-loop (HIL)-Simulation, ohne direkt von der modellbasierten Validierung auf den Flugtest übergehen zu müssen. Diese Art der Validierung ist Teil eines typisch industriellen Entwicklungsprozesses. Um diese Validierung zu ermöglichen, ist nach der Implementierung der Algorithmen in der entsprechenden Entwicklungsumgebung (z. B. MATLAB/SIMULINK) der Übergang auf einen implementierbaren Softwarecode notwendig. Dazu wird mit funktionellen Spezifikationsdiagrammen die Funktion der Neuentwicklung definiert, wodurch sie in die Systemstruktur des Flugrechners eingegliedert werden kann. Um diese Spezifikationsdiagramme zu generieren, müssen die Funktionen mittels eines beschränkten Satzes von Basisrechenoperationen umgesetzt werden. Dies ermöglicht eine zusätzliche, automatisierte Überprüfung der Syntax neuer Algorithmen.

Zu beachten ist bei allen Darstellungen der Analyseergebnisse in diesem Abschnitt, dass die Eingangs- und Ausgangssignale anstatt in Millimeter jeweils in Grad angegeben sind, weil die Daten am AIRBUS-Rechner in diese Einheit nach der Simulation konvertiert und gespeichert wurden.



### 6.6.1 Validierung der Robustheit

Die Validierung der Robustheitsaspekte, d. h. die Überprüfung, inwieweit das FDD-System anfällig gegenüber Fehlalarmen ist, wird wie in der modellbasierten Analyse durch die Simulation diverser Flugmanöver durchgeführt. Diese reichen von einfachen Flugmanövern wie dem Reise-, Kurven oder Steigflug bis hin zu anspruchsvollen Manövern, bei dem das Flugzeug an seine Betriebsgrenzen geführt wird. Dieser Abschnitt zeigt eine kleine Auswahl an Flugmanövern, mit denen das FDD-System im Zuge der Robustheitsanalyse an der Testeinrichtung validiert wurde.

#### Seitenrudermanöver

In Abbildung 6.10 ist das Verhalten des Höhenruders während eines Manövers mit erhöhtem Schiebewinkel, welcher durch den Ausschlag des Seitenruders erzeugt wird, dargestellt. Das Höhenruder selbst wird dabei zur Stabilisierung der Fluglage angesteuert. Der Ausgang des Aktuators folgt während des Manövers zu jedem Zeitpunkt dem Kommandosignal  $u$ . Die geringen Ausschläge des Residuensignals deuten auf die korrekte Modellierung des Aktuatorverhaltens und eine entsprechende Entkopplung des Residuums vom Eingangssignal hin.

#### Anflugmanöver

Das nächste Beispiel für die Validierung des FDD-Systems ist das in Abbildung 6.11 dargestellte Anflugmanöver mit relativ großen Ausschlägen des Höhenruders. Bis auf einige wenige Abschnitte der Simulation, bei denen das Residuum bis zu etwa einem Grad ansteigt, ist das Residuum klein. Der größte Wert des Residuensignals ist bei etwa  $t = 12\text{s}$  ersichtlich, was zu einem Überschreiten des Grenzwerts führt. Die dadurch aktivierte Identifikationslogik verhindert jedoch das Auftreten eines Fehlalarms. Dieses Beispiel zeigt anschaulich, wie relevant der zusätzliche Einsatz eines Identifikationsalgorithmus ist, um die Robustheit des Systems gegenüber in der Auslegung nicht berücksichtigter Unsicherheiten zu steigern.

#### Landemanöver

Als letztes HIL-Beispiel zur Validierung der Robustheit gegenüber Fehlalarmen sind in Abbildung 6.12 die Verläufe des Eingangs-, Ausgangs- sowie Residuensignals im Zuge eines Landemanövers dargestellt. Dabei werden anstatt großer Amplituden kleine Ausschläge mit hohen Raten gefordert. Auch in diesem Fall zeigt der Residuenfilter ein adäquates Verhalten und liefert ein Residuensignal, dessen Werte stets klein sind.

Für eine vollständige Betrachtung müssen neben der Robustheit gegenüber Fehlalarmen auch adäquate Detektionseigenschaften nachgewiesen werden. Dies ist Gegenstand des nächsten Abschnitts.

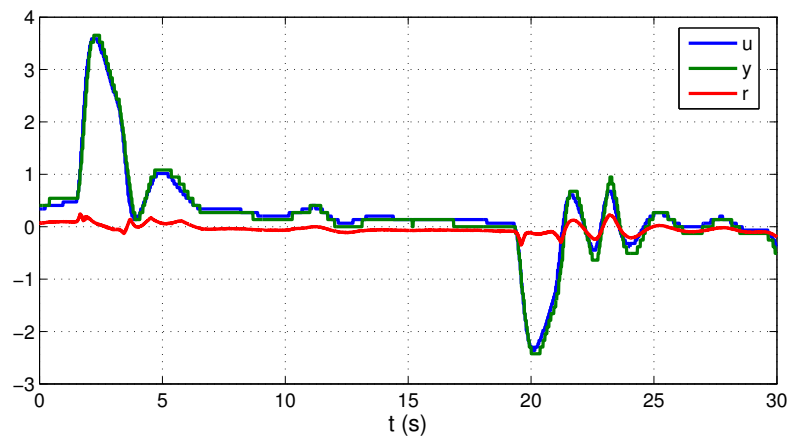


Abbildung 6.10: HIL-Simulationsergebnisse eines Schiebewinkelmanövers

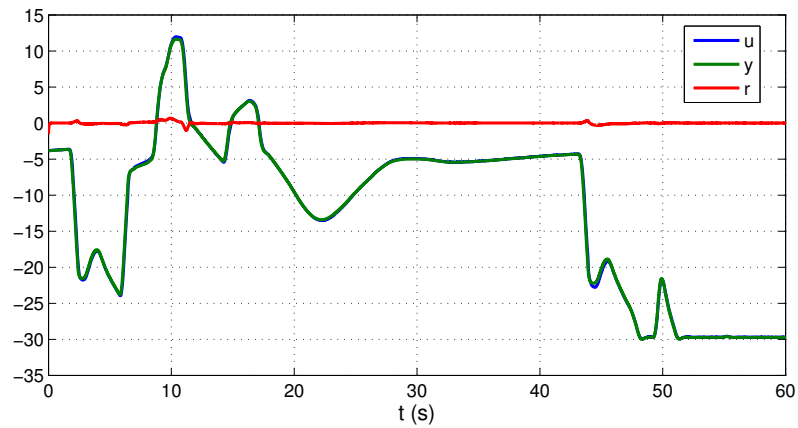


Abbildung 6.11: HIL-Simulationsergebnisse eines Anflugmanövers

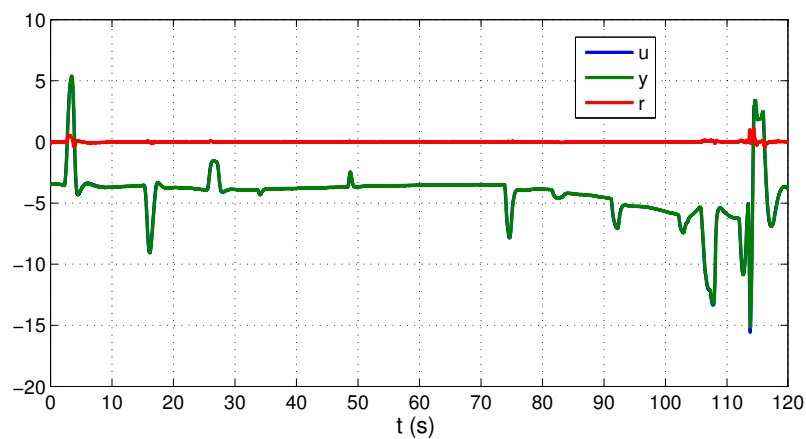


Abbildung 6.12: HIL-Simulationsergebnisse eines Landemanövers

### 6.6.2 Validierung der Detektions- und Identifikationseigenschaften

Wie auch die Robustheitseigenschaften werden die Detektions- und Identifikationseigenschaften des vorgeschlagenen FDD-Systems mittels HIL-Simulationen überprüft. Dabei wird an das Aktuatorensystem aus Abbildung 6.9 ein additives Signal zur Erzeugung des Fehlverhaltens gesendet, welches in jedem Zeitschritt für eine konstante Position der Aktuatorstange sorgt. Dadurch kann das mechanische Blockieren simuliert werden, ohne das Aktuatorensystem zu beschädigen. Die nachfolgende Auswahl an Ergebnissen soll das Verhalten des vorgeschlagenen FDD-Systems im Fehlerfall verdeutlichen und die zusätzlichen Aspekte, die bei einer reinen modellbasierten Betrachtung leicht vernachlässigt werden können, aufzeigen.

#### Festklemmen bei $-2^\circ$ Steuerflächenausschlag im Steigflug

In Abbildung 6.13 sind die Ergebnisse der HIL-Simulation des festklemmenden Aktuators im Steigflug dargestellt. Dabei tritt der Fehler nach Einleiten des Steigflugs bei einem Höhenruderausschlag von  $-2^\circ$  bei  $t_f = 7\text{s}$  auf. Auf Grund dessen, dass sich das Kommandosignal  $u$  direkt nach dem Auftreten des Fehlers anfänglich nicht ändert und  $u$  und  $y$  trotz des Fehlers übereinstimmen, bleibt das Residuensignal klein und der Fehler folglich unentdeckt. Erst mit Kommandierung einer von  $-2^\circ$  abweichenden Position bei etwa  $t = 8\text{s}$  wird das Residuum  $r$  entsprechend groß. Das Evaluierungssignal  $\theta$  steigt rasch über den definierten Grenzwert von  $J_{th} = 0.2$ , was zur Detektion des Fehlers und der Aktivierung des Algorithmus zur Fehleridentifikation führt. Der Fehler wird bei ca.  $t_{id} = 11\text{s}$  durch den Identifikationsalgorithmus als Festklemmen bestätigt ( $\eta_K = 1$ ).

#### Festklemmen bei etwa $1^\circ$ Höhenruderausschlag

Das nächste Beispiel zeigt die Detektion und Identifikation des Festklemmens des Aktuators bei etwa  $1^\circ$  Steuerflächenausschlag während eines Manövers mit einem Stellkommando im Bereich von  $3^\circ$  bis  $-8^\circ$ . Wie im ersten Diagramm der Abbildung 6.14 dargestellt, tritt der Fehler bei etwa  $t_f = 7\text{s}$  auf. Vor Auftreten des Fehlers kommt es bei ca.  $t = 6.5\text{s}$  zu einem Überschreiten des Grenzwerts  $J_{th}$  durch  $\theta$ , was die Detektionsvariable  $\iota = 1$  anzeigt. Diese Detektion wird jedoch vom Identifikationsalgorithmus nicht als Festklemmen des Aktuators bestätigt. Betrachtet man das Eingangs- und Ausgangssignal des Aktuators genauer, fällt auf, dass bereits vor dem Festklemmen ein erhöhter Unterschied zwischen den beiden Signalen vorliegt, der letztlich zum Überschreiten des Grenzwerts  $J_{th}$  durch  $\theta$  führt. Eingehende Analysen der Simulationsergebnisse zeigen, dass dies deshalb zustande kommt, weil das Kommandosignal, welches zur Berechnung von  $r$  verwendet wird, von einem redundanten Flugrechner erzeugt wird und dadurch vom eigentlichen Eingangssignal  $u$  abweichen kann. Um dieses Problems Herr zu werden, ist die Verwendung des tatsächlichen Kommandos  $u$  unumgänglich. Trotzdem erweist sich auch in diesem Fall das FDD-System als robust und es erfolgt eine zeitnahe Identifikation des Fehlers bei ca.  $t_{id} = 11\text{s}$ , ohne Fehlalarme zu generieren.

### Festklemmen bei 2° Höhenruderausschlag

In Abbildung 6.15 sind die Ergebnisse der HIL-Simulation bei Festklemmen des Aktuators bei etwa 2° Höhenruderausschlag dargestellt. Wie zuvor kommt es zu einer Grenzwertüberschreitung vor dem Auftreten des Fehlers bei ca.  $t = 5.5\text{s}$ . Die Gründe dafür sind dieselben wie im vorangegangenen Beispiel. Auch in diesem Fall wird durch die Identifikationslogik die Situation nicht als fehlerhaft beurteilt. Mit diesem Beispiel kann nochmals gezeigt werden, wie relevant der Einsatz der Identifikationslogik zur Bestätigung des Fehlers ist, weil bei der Anwendung am tatsächlichen System stets Situationen auftreten können, die in der Auslegung nicht berücksichtigt worden sind.

### Festklemmen bei 0° Höhenruderausschlag

In dem Beispiel in Abbildung 6.16 sind die für die Detektion sowie Identifikation des Festklemmens des Aktuators in der Nullposition relevanten Signale abgebildet. Der Fehler liegt hier bereits zu Beginn der Simulation ( $t_f = 0$ ) vor. Das Kommandosignal  $u$  ist annähernd sinusförmig mit einer Frequenz von lediglich 0.0025Hz. Auf Grund dieser niedrigen Frequenz in Kombination mit der niedrigen Amplitude von etwa 0.5° befindet sich das Eingangssignal häufig im Bereich der Klemmposition bei 0°. Dies führt dazu, dass das Residuum dort entsprechend klein ist und dadurch  $\theta$  immer wieder unter den definierten Grenzwert fällt, sodass das Detektionssignal  $\iota$  nicht dauerhaft auf einem Wert von eins gehalten werden kann. In den Bereichen, in denen die Detektion erfolgreich ist, gelingt jeweils eine zeitnahe Identifikation des Fehlers. Zu beachten ist dabei, dass der Algorithmus zur Identifikation des Festklemmens in der Nullposition, ersichtlich am Signal  $\eta_{K,0}$ , von Vorteil ist. Er ermöglicht in diesem Fall wie vorgesehen eine schnellere Identifikation des Fehlerfalls als die auf der Varianzberechnung basierten Identifikation, dargestellt durch  $\eta_{K,c}$ .

Dieses Beispiel verdeutlicht zusätzlich, dass lediglich bei einem vom Fehlerwert abweichenden Eingangssignal die Erkennung des Fehlers möglich ist und es durch Veränderungen des Residuensignals zur Mehrfachinitialisierung des Identifikationsalgorithmus kommen kann. Dazu sei erwähnt, dass eine einzige erfolgreiche Identifikation für eine Initialisierung entsprechender Rekonfigurationsansätze ausreichend ist.

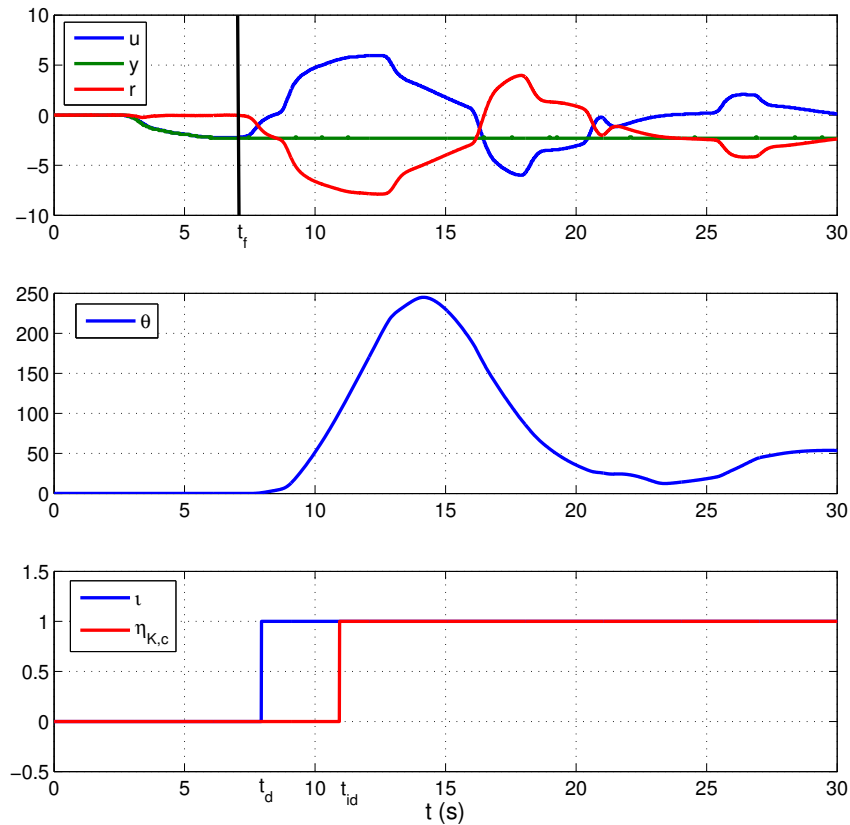
### Festklemmen bei 0.3°

Abbildung 6.17 zeigt die Detektion sowie Identifikation eines Fehlerfalls mit einer Klemmposition des Aktuators bei 0.3°. Dabei liegt das Kommandosignal in einem Wertebereich von ca.  $\pm 0.5^\circ$ . Wie im Beispiel zuvor tritt der Fehler direkt zu Beginn der Simulation auf ( $t_f = 0$ ). Da der Aktuatoreingang  $u$  in den ersten 30s der Simulation mit der Klemmposition übereinstimmt, bleibt das Residuum entsprechend klein und die Detektion des Fehlers kann nicht erfolgen. Dieser Umstand ändert sich ab der Simulationszeit von  $t = 30\text{s}$ , weil eine Steuerflächenposition von etwa 0.5° kommandiert wird. Folglich steigt das Residuum entsprechend an: es kommt zu einer Grenzwertverletzung durch  $\theta$ , die den Identifikationsalgorithmus aktiviert. Bei  $t_{id,1} = 38\text{s}$  gelingt die erstmalige Identifikation des Fehlers. Auf Grund verschwindender und wieder ansteigender Werte

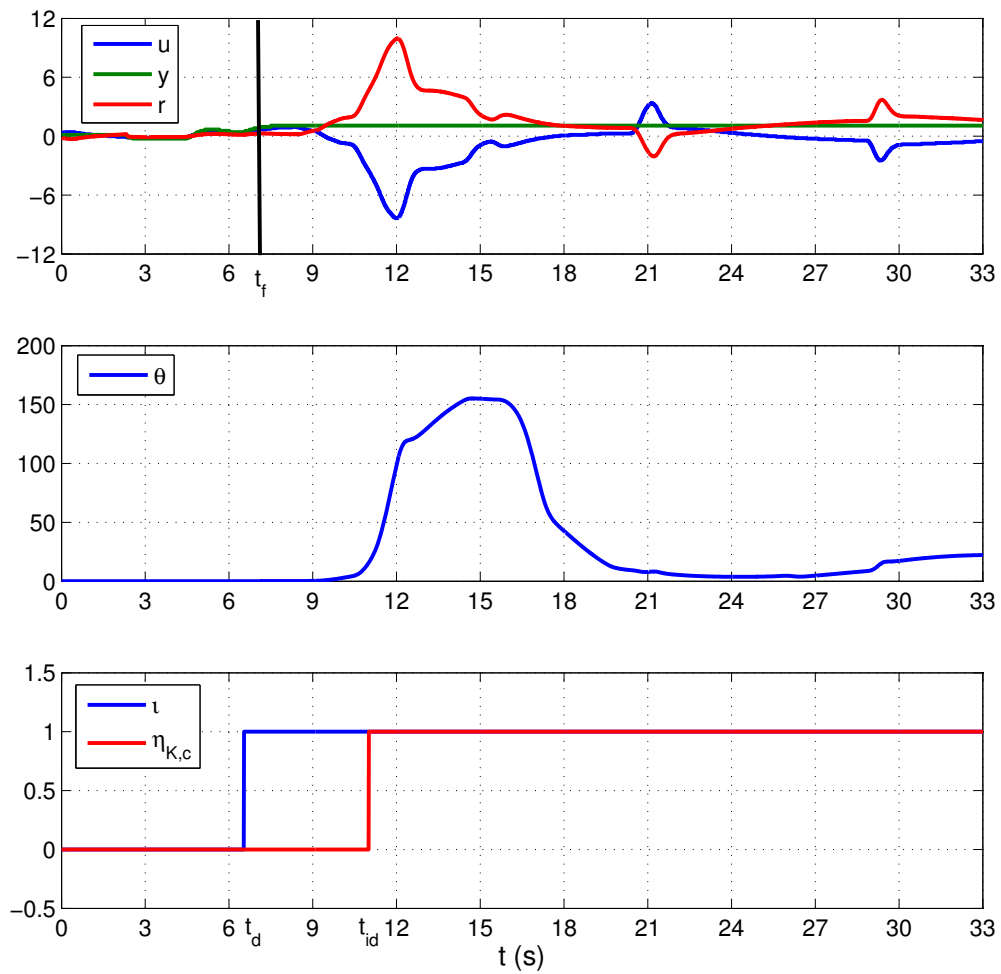
des Residuums kommt es zu einer Reinitialisierung der Identifikation bei  $t_{d,2} = 41\text{s}$  mit anschließender Identifikation bei  $t_{id,2} = 47\text{s}$ .

### Festklemmen bei $-1.4^\circ$

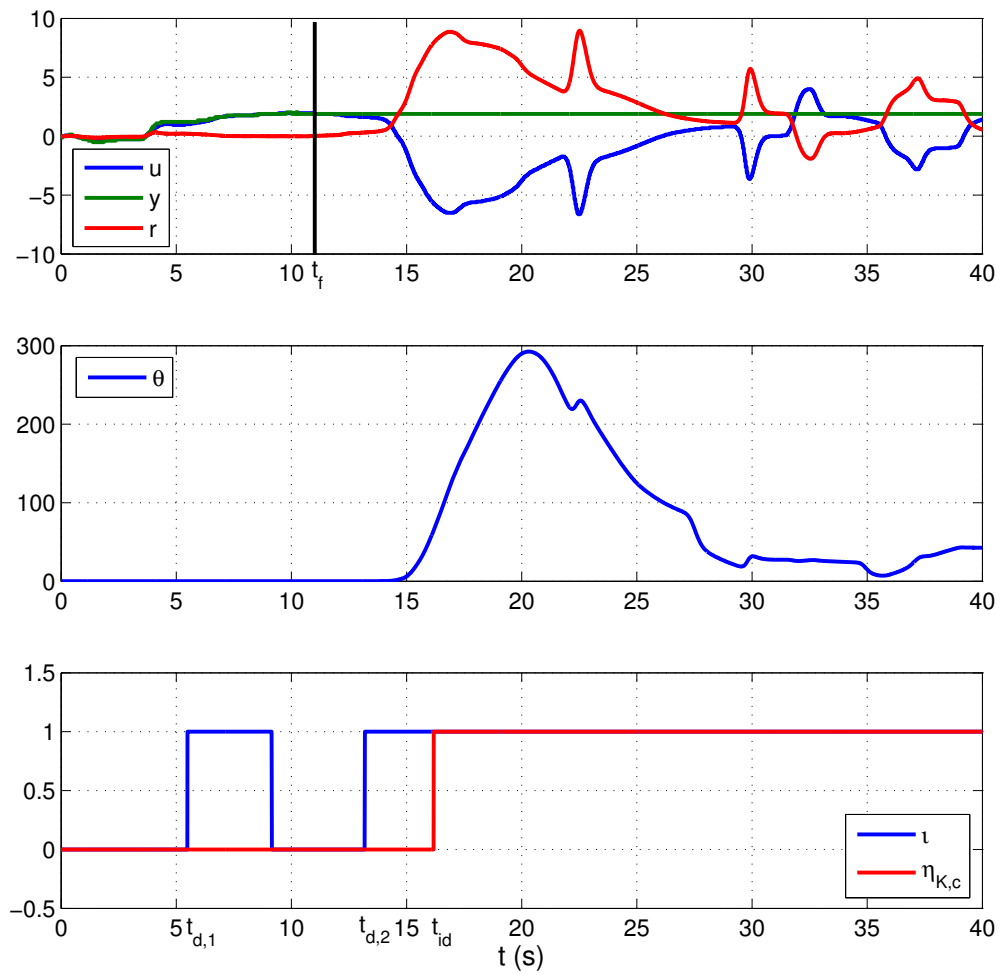
Das letzte Beispiel zur Überprüfung der Detektions- und Identifikationseigenschaften des FDD-Systems zeigt in Abbildung 6.18 die Detektion sowie Identifikation eines Festklemmens des Aktuators bei  $-1.4^\circ$  Ausschlagposition. Der Fehler selbst liegt wiederum zu Beginn der Simulation vor. Auf Grund der großen Eingangssignale gelingt in diesem Fall die wünschenswerte, rasche Detektion bei  $t_d = 2\text{s}$  und kurz darauf bei  $t_{id} = 5\text{s}$  die Identifikation des Fehlerfalls. Dieses Beispiel verdeutlicht die optimalen Voraussetzungen, die zu einer schnellen Detektion und Identifikation des Fehlers führen.



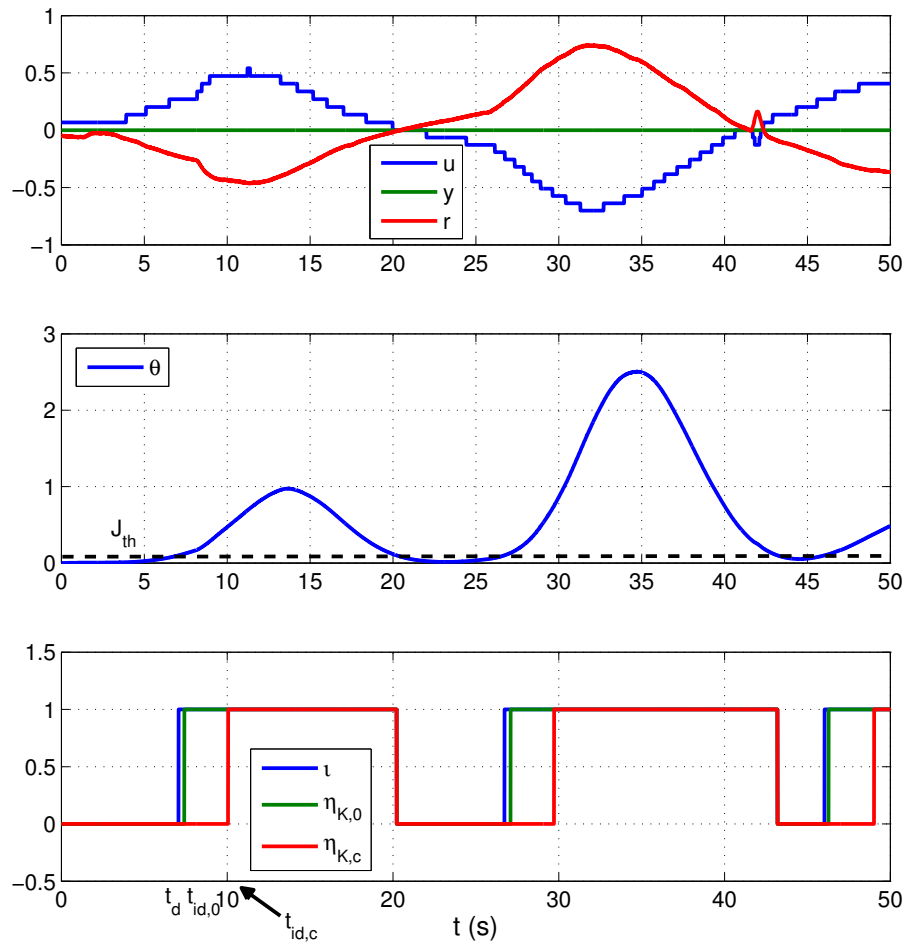
**Abbildung 6.13:** HIL-Simulationsergebnisse bei Festklemmen des Aktuators bei  $-2^\circ$  Höhenruderausschlag



**Abbildung 6.14:** HIL-Simulationsergebnisse bei Festklemmen des Aktuators bei  $1^\circ$  Höhenruderausschlag

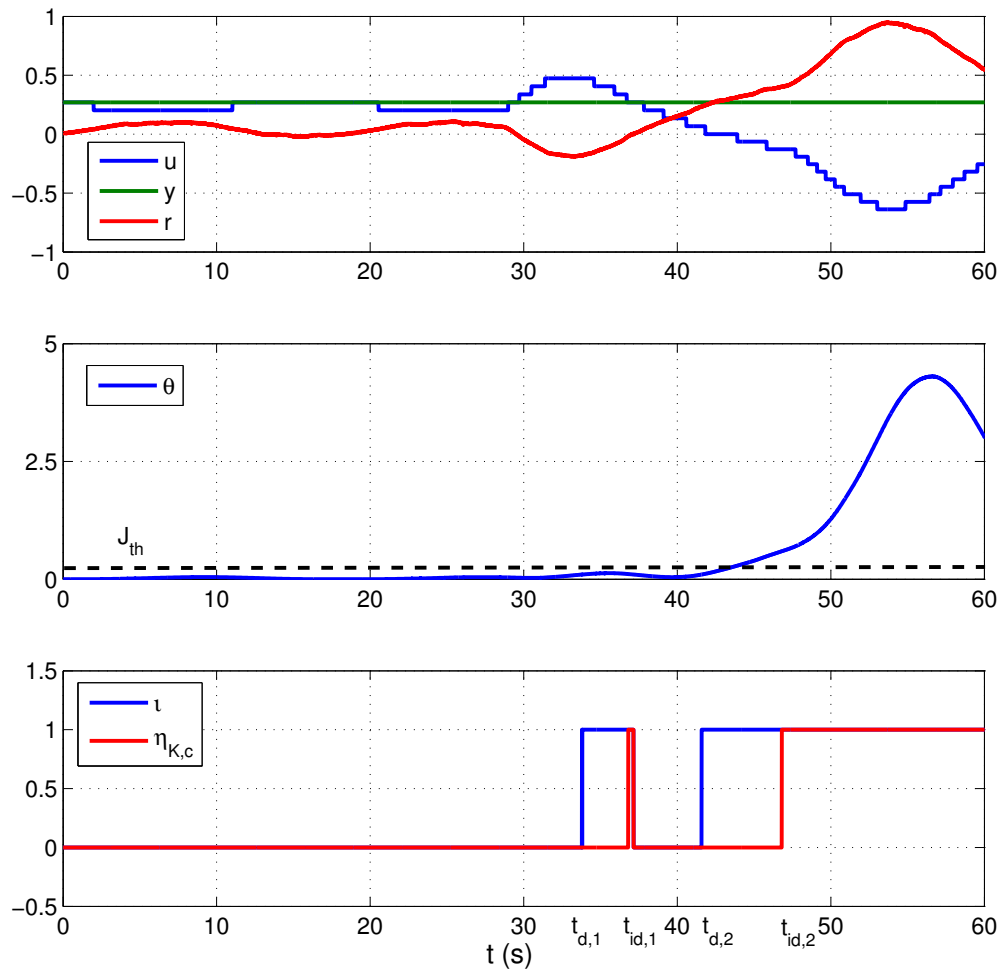


**Abbildung 6.15:** HIL-Simulationsergebnisse eines festklemmenden Aktuators bei 2° Höhenruderausschlag

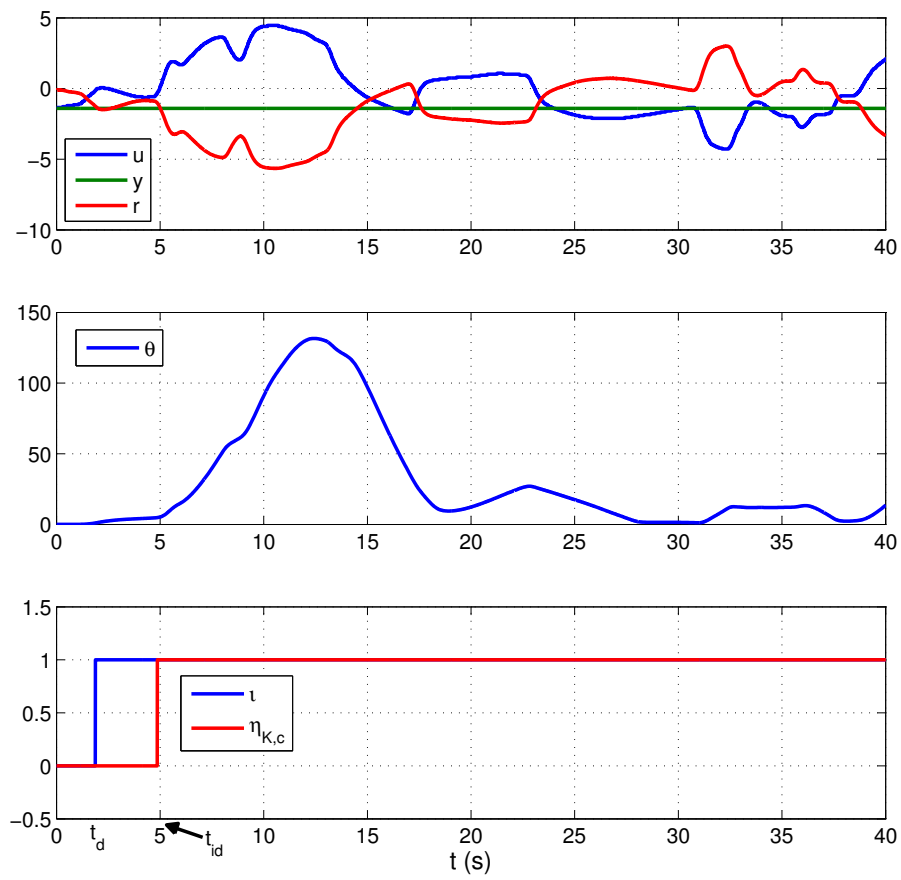


**Abbildung 6.16:** HIL-Simulationsergebnisse eines festklemmenden Aktuators bei  $0^\circ$  Höhenruderausschlag





**Abbildung 6.17:** HIL-Simulationsergebnisse eines festklemmenden Aktuators bei  $0.3^\circ$  Höhenruderausschlag



**Abbildung 6.18:** HIL-Simulationsergebnisse eines festklemmenden Aktuators bei  $-1.4^\circ$  Höhenruderausschlag

## 6.7 Zusammenfassung der Ergebnisse

Durch die Anwendung der in dieser Arbeit vorgeschlagenen neuartigen Struktur von FDD-Systemen an einem realitätsnahen Beispiel eines detaillierten Modells eines modernen Verkehrsflugzeugs und dessen Aktuatoren konnte die Funktionalität der vorgestellten FDD-Systeme einwandfrei aufgezeigt werden. Basierend auf zwei unterschiedlich genauen Approximationen des Aktuatorverhaltens konnten zwei Residuenfilter erarbeitet werden, die auf Grund ihrer niedrigen Komplexität für den Einsatz auf einem Flugrechner prädestiniert sind. Dies wird auch durch den Einsatz eines lokalen Ansatzes gefördert, wodurch der Einfluss von Unsicherheiten in der Modellierung der Flugzeugdynamik minimiert wird, was sich direkt auf die Wahl der Grenzwerte der Entscheidungslogik und die Detektionszeiten auswirkt. Die Funktionalität der in den vorangegangenen Kapiteln erarbeiteten Identifikationsalgorithmen und -logiken konnten anhand zahlreicher Beispiele validiert werden.

Neben eingehenden modellbasierten Untersuchungen mittels optimierungsbasierter Worst-Case-Suche wurde der Detektionsfilter mit einem Identifikationskanal anhand industriell relevanter Validierungsmethoden untersucht. Dabei zeigte sich die einwandfreie Funktionsweise des FDD-Systems. Der neuartige Ansatz, eine durch die Identifikation abgesicherte Detektion der Fehler, erwies sich beim Übergang auf das reale System im Zuge der HIL-Simulationen als wichtig und ist für die Verminderung des Iterationsaufwands zwischen Entwicklung und Serieneinsatz relevant. Es ist noch anzumerken, dass das Hauptaugenmerk der eingeführten Identifikationsalgorithmen nicht primär der Erhöhung der Robustheit des FDD-Systems gegenüber Fehllarmen liegt, sondern vielmehr auf der eigentlich notwendigen Bestimmung von Details der auftretenden Fehler. Ohne diese ist eine leistungsorientierte Auswahl der unterschiedlichen Folgemaßnahmen nicht möglich. In der Literatur werden diese Aspekte der Fehleridentifikation jedoch meist gar nicht oder unzureichend behandelt. Diese Lücke konnte mit den vorliegenden Ergebnissen geschlossen werden.



## 7 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt das Problem der lokalen Fehlerdetektion, -isolation sowie -identifikation in modernen Flugzeugaktuatorensystemen. Im Wesentlichen kann der vorgestellte Entwicklungsprozess eines Systems zur Fehlerdetektion- und Fehlerdiagnose (FDD) in fünf Schritten zusammengefasst werden: (1) die Entwicklung adäquater Synthesemodelle des zu überwachenden dynamischen Systems; (2) die Auslegung von Residuenfiltern für eine robuste Fehlerdetektion und gegebenenfalls Fehlerisolation; (3) die optimale Einstellung freier Parameter der Residuenevaluierung sowie der Entscheidungsfindung; (4) die Implementierung fortschrittlicher Fehleridentifikationsmethoden und schließlich (5) die Robustheits- und Leistungsanalyse des FDD-Systems.

Die Entwicklung adäquater Synthesemodelle im Falle von Flugzeugaktuatoren erfolgt durch eine schrittweise Vereinfachung eines nichtlinearen Aktuatorsmodells höherer Ordnung. Dadurch gelingt es, Approximationen unterschiedlicher Komplexität und Genauigkeit zu generieren, die im Hinblick auf die Eigenschaften der zu detektierenden Fehler sowie der vorhandenen Rechnerkapazitäten am Zielsystem entsprechend ausgewählt werden müssen. Die Verwendung von parameterabhängigen Aktuatorsmodellen in der Synthese der Residuenfilter ermöglicht die Auslegung von robusten Filtern über einen großen Parameterbereich. In dieser Arbeit werden alle wesentlichen Sensorenkonfigurationen des Aktuatorsystems berücksichtigt. Für die Detektion aller relevanten physikalischen Fehlerfälle am Aktuator wird ein Residuenfilter für ein Aktuatorsystem, bei dem lediglich ein Messsignal zur Verfügung steht, präsentiert. Ebenso wird das Fehlerisolutionsproblem bei mehrfach implementierten Sensoren eingehend behandelt. Da Sensoren am Aktuator selbst Fehler in das System induzieren können, erfordert dies einen Residuenfilter, mit dem sich die einzelnen Fehler möglich robust voneinander isolieren lassen, um einen fortlaufenden Betrieb des Flugzeugs sicherstellen zu können.

Die optimale Einstellung der Parameter des FDD-Systems als ein zentraler Aspekt der vorliegenden Arbeit gelingt durch die Formulierung von unterschiedlichen Leistungskriterien, die direkt im nichtlinearen System ausgewertet werden können. Gegenüber herkömmlichen Ansätzen werden dabei die Leistungseigenschaften des gesamten FDD-Systems mit Hilfe der freien Systemparameter optimiert. Auf Grund der hohen Komplexität der entstehenden Optimierungsprobleme und des damit verbundenen Rechenaufwands werden unterschiedliche suboptimale Lösungsvorschläge des Optimierungsproblems dargestellt. Dadurch gelingt es, den Rechenaufwand zu mindern und eine praktikable Anwendungsmöglichkeit der Optimierungsansätze zu schaffen. Unterstützt wird dies durch die Verwendung von Standardprogrammen für Trimmung und Linearisierung sowie für die Optimierung. Durch eine entsprechende Auswahl von freien Parametern im FDD-System sowie durch die Formulierung des Optimierungsproblems können die häufig bei industriellen Anwendungen vorhandenen Geheimhaltungsaspekte umgangen

werden, sodass das Vorliegen einer verschlüsselten Systembeschreibung ausreicht. Somit wird auch die größte Herausforderung im Zuge der FDD-System-Synthese, nämlich das Vorliegen adäquater Synthesemodelle, gelöst.

Es werden fortschrittliche signalbasierte Fehleridentifikationsmethoden, deren Anwendung auf Flugrechnern bisher noch nicht thematisiert wurde, vorgestellt, um detaillierte Informationen über die auftretenden Fehler zu erhalten. Dabei werden im Gegensatz zu den in der Literatur gängigen Ansätzen die physikalischen Hintergründe der Fehler miteinbezogen, sodass eine möglichst realitätsnahe Betrachtung der Fehlerfälle gelingt. Zudem wird die Identifikation der Fehler als Absicherung der Detektion genutzt, um die Verlässlichkeit von FDD-Systemen in sicherheitskritischen Systemen zu steigern. Dies wird durch den Vorschlag neuartiger Strukturen von FDD-Systemen, die trotz ihrer großen Robustheit eine niedrige Komplexität aufweisen und den Einsatz auf Systemen mit beschränkter Rechenleistung ermöglichen, erreicht. Ein wesentlicher Aspekt der Fehleridentifikation, der in der Literatur häufig vernachlässigt wird, aber relevant für jedes FDD-System ist, ist jener, inwieweit sich die Identifikationsalgorithmen gegenseitig beeinflussen. Eine detaillierte Betrachtung inklusive Lösungsansätzen wird dafür präsentiert.

Letztlich muss eine jede Auslegung, egal ob Flugregler oder FDD-System, sowohl modell- als auch hardwarebasiert validiert werden. Dies wird in dieser Arbeit durch die direkte Verwendung der definierten Leistungskriterien in der Validierung des FDD-Systems realisiert. Dabei wird ähnlich wie in der Synthese neben den stochastischen Methoden, wie Monte-Carlo-Simulationen, auf eine Validierung mittels Optimierung zurückgegriffen, um die Qualität der Ergebnisse zu steigern. Durch die Berücksichtigung des vollständigen Parameterbereichs im Zuge der modellbasierten Analyse gelingt es, eine mögliche suboptimale Synthese des FDD-Systems zu validieren und zu verifizieren.

Mit den vorgestellten Methoden konnten für ein modernes Flugzeug zwei FDD-Systeme realisiert und validiert werden. Dabei wurden unterschiedliche Fehlerfälle an den primären Steuerflächen der Längs- und Seitenbewegung betrachtet. Es konnten zwei über den definierten Parameterbereich robuste FDD-Systeme generiert werden, was durch ausführliche modellbasierte- sowie HIL-Analysen verifiziert werden konnte. Die beiden FDD-Systeme zeigen neben der Robustheit gegenüber Fehlalarmen ansprechende Leistungseigenschaften und bestätigen somit die vorgeschlagenen Ansätze für die Auslegung von FDD-Systemen.

# A Signalnormen

## A.1 Grundlagen

In diesem Anhang werden einige Grundlagen von Signalnormen diskutiert. Dies ist zum besseren Verständnis der hergeleiteten approximierten Normen für die Evaluierung von Residuensignalen in einem FDD-System hilfreich.

Für die Berechnung von Signalgrößen werden in der Regelungstechnik üblicherweise Normen, welche bestimmte geometrische Eigenschaften in einem beliebigen Vektorraum  $\mathcal{V}$  erfüllen, herangezogen, weil sich damit Anforderungen an ein Regelungssystem formulieren lassen. Dabei ist die Norm ein mathematisches Konzept, welches ursprünglich zur Bestimmung der Größe von Funktionen benutzt worden ist [Ger98]. Für den gegebenen Vektor  $r$  mit  $N$  Funktionen

$$r = \begin{bmatrix} r^{(1)} \\ \vdots \\ r^{(N)} \end{bmatrix} \in \mathcal{V} \quad (\text{A.1})$$

muss eine Norm die folgenden Eigenschaften aufweisen:

- I.  $\|r\| \geq 0$
- II.  $\|r\| = 0 \iff r = 0$
- III.  $\|ar\| = |a| \|r\|$ , wobei  $a$  eine Konstante ist.

Im Folgenden werden zwei elementare Normen vorgestellt, die für die vorliegende Arbeit von Relevanz sind. Für ein kontinuierliches Signal  $r(t)$  bzw. ein diskretes  $r_k = r(kT_s)$  mit  $k = 0, 1, 2, \dots$  und der Abtastzeit  $T_s$  im Zeitbereich ist die skalare  $\mathcal{L}_2$ -Norm als

$$\|r\|_2 = \sqrt{\int_0^\infty r^2(t) dt} \quad (\text{A.2})$$

bzw.

$$\|r\|_2 = \sqrt{\sum_{k=0}^\infty r_k^2} \quad (\text{A.3})$$

definiert. Für die obenstehende und alle nachfolgenden Normberechnungen gilt die Annahme, dass das zu untersuchende Signal für jeden Zeitpunkt  $t < 0$  gleich null ist.

Die 2-Norm eines zeitkontinuierlichen Signals  $r(t)$  in Vektorform ist durch

$$\|r\|_2 = \left\| \begin{pmatrix} r^{(1)} \\ \vdots \\ r^{(N)} \end{pmatrix} \right\|_2 = \sqrt{\int_0^\infty r^T(t)r(t)dt} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \|r^{(N)}(t)\|_2^2} \quad (\text{A.4})$$

bzw. im zeitdiskreten Raum durch

$$\|r\|_2 = \sqrt{\sum_{k=0}^\infty r_k^T r_k} = \sqrt{\sum_{i=0}^N \|r_k^{(i)}\|_2^2} \quad (\text{A.5})$$

definiert, was der Quadratwurzel der Signalenergie entspricht. Der Ausdruck  $r^T(t)r(t)$  bzw.  $r_k^T r_k$  wird dabei als momentane Energie und  $\|r\|_2^2$  als totale Energie bezeichnet [DF91].

Die  $\mathcal{L}_\infty$ -Norm eines skalaren Zeitsignals beschreibt die kleinste obere Schranke des Absolutwerts durch

$$\|r\|_\infty = \sup_t |r(t)| \quad \text{bzw.} \quad \|r\|_\infty = \sup_k |r(kT_s)|. \quad (\text{A.6})$$

Sowohl die  $\mathcal{L}_\infty$ -Norm als auch die  $\mathcal{L}_2$ -Norm bzw. die 2-Norm sind im Zusammenhang mit robusten FDD-Systemen von entscheidender Bedeutung. Einerseits kann die 2-Norm zur Berechnung von Energien von Residuensignalen genutzt werden, andererseits ermöglicht die Berechnung der  $\mathcal{L}_\infty$ -Norm die Abschätzung von Grenzwerten für ein Residuum und stellt damit die Grundlage der Entscheidungsfindung dar (siehe Kapitel 4). Eine solche Grenzwertabschätzung wird in der Regel offline durchgeführt. Die 2-Norm kommt hingegen bei der Evaluierung von Residuensignalen zum Einsatz und muss in Echtzeit berechnet werden. Da die Berechnung über die gesamte (Flug-)Zeit auf Grund der großen Zahlenwerte nicht sinnvoll ist, ist die Betrachtung der Norm in einem beschränkten Zeitfenster  $T_w$  zu bevorzugen. Dies lässt sich für den kontinuierlichen Zeitbereich durch

$$\|r(t)\|_{2,T_w} = \sqrt{\int_{t-T_w}^t r^2(\tau)d\tau} \quad (\text{A.7})$$

bzw. für den zeitdiskreten Bereich durch

$$\|r_k\|_{2,T_w} = \sqrt{\sum_{j=0}^{M-1} r_{k-M+j}^2} \quad (\text{A.8})$$

realisieren, wobei  $M = T_w/T_s$  das Beobachtungsfenster im diskreten Bereich beschreibt. Anstatt der Berechnung der Funktionsnormen bietet sich der Übergang auf Vektornormen an, weil sich zum einen dadurch die Berechnung erheblich vereinfacht, zum anderen weil die relevanten, zu evaluierenden Signale i. Allg. ohnehin nicht als Funktion vorliegen. Dies gelingt durch die Darstellung der Zeitsignale in Vektorform [DF91].



## A.2 Der Narendra-Filter

Der Narendra-Filter stellt eine Approximation der 2-Norm dar. In diesem Abschnitt werden einige relevante Herleitungen des Filters besprochen.

### A.2.1 Darstellung des Filters als Differentialgleichung

Um zu zeigen, dass die Darstellung

$$\theta(t) = \alpha r(t)^2 + \beta \int_0^t e^{-\gamma(t-\tau)} r^2(\tau) d\tau \quad (\text{A.9})$$

äquivalent zu

$$\begin{aligned} \dot{\xi}(t) &= -\gamma \xi(t) + \beta r^2(t) \\ \theta(t) &= \xi(t) + \alpha r^2(t) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

ist, ist das Lösen der inhomogenen Differentialgleichung (A.10) erforderlich. Dazu wird im ersten Schritt die allgemeine Lösung der Differentialgleichung ermittelt. Diese berechnet sich aus

$$\dot{\xi}(t) + \gamma \xi = 0$$

mit der Annahme  $\xi(0) = 0$  zu

$$\xi_H = C(t) e^{-\gamma t}. \quad (\text{A.11})$$

Die Lösung  $\xi_P$  des Partikulärteils wird mit Hilfe des Verfahrens der Variation der Konstanten durchgeführt. Dazu wird in der allgemeinen Lösung die Konstante  $C$  durch die Funktion  $C(t)$  ersetzt

$$\xi_P = C(t) e^{-\gamma t} \quad (\text{A.12})$$

und anschließend differenziert

$$\dot{\xi}_P(t) = e^{-\gamma t} (\dot{C}(t) - C(t)\gamma). \quad (\text{A.13})$$

Wird  $\xi_P$  und  $\dot{\xi}_P$  in die Zustandsgleichung von (A.10) eingesetzt

$$e^{-\gamma t} (\dot{C}(t) - \gamma C(t)) = \beta r^2(t) - \gamma C(t) e^{-\gamma t}, \quad (\text{A.14})$$

lässt sich die Lösung für  $C(t)$  angeben:

$$C(t) = \beta \int_0^t e^{\gamma(\tau)} r^2(\tau) d\tau. \quad (\text{A.15})$$

Einsetzen von  $C(t)$  in die homogene Lösung (A.11) liefert schließlich

$$\xi(t) = \beta \int_0^t e^{-\gamma(t-\tau)} r^2(\tau) d\tau. \quad (\text{A.16})$$

Setzt man  $\xi(t)$  in die Ausgangsgleichung von (A.10) ein, erhält man den benötigten Narendra-Filter in der Form (3.49).

### A.2.2 Diskretisierung des Narendra-Filters

Um den Narendra-Filter in einer diskreten Umgebung einsetzen zu können, wird die Gleichung (A.16) unter der Annahme, dass das Residuum in jedem Zeitschritt  $t \in [iT_s, (i+1)T_s)$  für  $i = 0, 1, 2, \dots$  konstant ist, diskretisiert.  $\xi(t)$  lässt sich für den Zeitpunkt  $t_i = iT_s$  durch

$$\xi_i = \beta \int_0^{t_i} e^{-\gamma(t_i-\tau)} r^2(\tau) d\tau \quad (\text{A.17})$$

sowie für den Zeitpunkt  $t_{i+1}$  durch

$$\xi_{i+1} = \beta \int_0^{t_{i+1}} e^{-\gamma(t_{i+1}-\tau)} r^2(\tau) d\tau \quad (\text{A.18})$$

angeben. Die Aufspaltung des Integrals von 0 bis  $t_i$  und von  $t_i$  bis  $t_{i+1}$  liefert

$$\xi_{i+1} = e^{-\gamma T_s} \underbrace{\beta \int_0^{t_i} e^{-\gamma(t_i-\tau)} r^2(\tau) d\tau}_{\xi_i} + \beta \int_{t_i}^{t_{i+1}} e^{-\gamma(t_{i+1}-\tau)} r^2(\tau) d\tau. \quad (\text{A.19})$$

Die Substitution mit  $\nu = t_{i+1} - \tau$  bzw.  $\dot{\nu} = \frac{d\nu}{d\tau} = -1$  und der Annahme,  $r_i$  sei konstant für einen Zeitschritt  $T_s$ , ergibt

$$\xi_{i+1} = e^{-\gamma T_s} \xi_i - \beta r_i^2 \int_0^{T_s} e^{-\gamma \nu} d\nu. \quad (\text{A.20})$$

Nun lässt sich das Integral lösen und man erhält mit der Vereinfachung  $\gamma_d = e^{-\gamma T_s}$

$$\xi_{i+1} = \gamma_d \xi_i - \beta r_i^2 T_s \frac{\gamma_d - 1}{\ln \gamma_d}. \quad (\text{A.21})$$

Für den Wertebereich  $[0, 1]$  des Vergessensfaktors  $\gamma_d$  gilt  $\frac{\gamma_d - 1}{\ln \gamma_d} \approx 1$ . Fügt man nun für die momentane Signalenergie die entsprechende Gewichtung  $\alpha_d = \alpha$  in die Systemausgangsgleichung hinzu und substituiert  $\beta_d = T_s \beta$ , erhält man für die Differenzengleichung des Narendra-Filters

$$\begin{aligned} \xi_{i+1} &= \gamma_d \xi_i + r_i^2 \\ \theta_i &= \beta_d \xi_i + \alpha_d r_i^2. \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

## B Approximationen des Aktuatorverhaltens am Höhenruder

In diesem Kapitel werden unterschiedliche Approximationen des Koeffizienten

$$k_{nl} = k_{ci}k_p \sqrt{\frac{P_v(x) - \frac{k_d(x)\dot{x}^2}{A_K} + \operatorname{sgn}(\dot{x})\frac{F_{aero}(x, p_f)}{A_K}}{P_{ref}}}, \quad (\text{B.1})$$

welche im quasi-LPV-Modells erster Ordnung

$$\begin{aligned} \dot{x} &= -k(\rho)x + k(\rho)u \\ y &= x \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

des Höhenruder-Aktuators verwendet werden, beschrieben. Zu Beginn wird die Auslegung einer polynomialen Approximation zweiter Ordnung diskutiert. Im zweiten Teil wird eine polynomiale Approximation erster Ordnung entsprechend der Methodik in [VHO11] erörtert. Dieses Modell wird eingehend analysiert, um etwaige Schwächen des Ansatzes in [VHO11] aufzeigen zu können und Verbesserungsvorschläge zu definieren. Schlussendlich werden im dritten Abschnitt Simulationen und Vergleiche zwischen den Modellen präsentiert.

### B.1 Polynomiale Approximation zweiter Ordnung

Für das Höhenruder wird eine polynomiale Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten (B.1) für das quasi-LPV-Modell erster Ordnung (B.2) erarbeitet, um damit die Dynamik des Höhenruderaktuators ausreichend genau zu beschreiben. Die Form des Modells entspricht dabei dem Polynom zweiter Ordnung (2.53). Die einzelnen Koeffizienten werden in einem zweiten Schritt von globalen Flugzeugparametern abhängig gemacht. Allgemein lässt sich das Modell durch den Term der Form

$$\begin{aligned} k_{poly(2)}(x, \dot{x}, p_f) = & C_0^{(0)}(p_f) + C_1^{(0)}(p_f)\operatorname{sgn}(\dot{x}) \\ & + (C_0^{(1)}(p_f) + C_1^{(1)}(p_f)\operatorname{sgn}(\dot{x}))x \\ & + (C_0^{(2)}(p_f) + C_1^{(2)}(p_f)\operatorname{sgn}(\dot{x}))x^2 \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

approximieren. Bei der Betrachtung der Abhängigkeiten des Scharniermomentenbeiwerts (2.31) sowie dessen Abhängigkeiten (vgl. [Mul+09]) wird deutlich, dass als Abhängigkeiten vom Flugzustand jene der Geschwindigkeit und der Höhe sowie im Falle des

Höhenruders jene des Anstellwinkels benötigt wird. Dementsprechend werden durch Variation dieser Parameter die Koeffizienten der Funktion (2.53) durch Lösen des Optimierungsproblems (2.56) an unterschiedlichen Punkten des Flugbereichs berechnet. Die Werte zur Definition der 96 Gitterpunkte sind durch die Tabelle B.1 definiert. Um realistische Parameterkombinationen für die Simulation des Aktuatorsmodells an diesen Punkten zu ermöglichen, wird das Flugzeug im Geradeausflug mittels Definition von Masse, Schwerpunktslage, Geschwindigkeit und Höhe getrimmt, woraus sich an diesen Trimpunkten die Eingangsparameter für die Auswertung der aerodynamischen Lasttabelle ergeben.  $\alpha_{f,0}$  in Tabelle B.1 ist dabei der resultierende Trimmwert des Anstellwinkels für den Geradeausflug des Flugzeugs am jeweiligen Trimpunkt. Masse (200t) und Schwerpunktslage (30%) werden für alle 96 Punkte konstant gewählt, sodass der Trimm-Anstellwinkel  $\alpha_{f,0}$  zwischen  $1.7^\circ$  und  $3.5^\circ$  variiert. Auf Grund der zuvor erwähnten Abhängigkeit des Scharniermomentenbeiwerts vom Anstellwinkel wird dieser zusätzlich an den Trimpunkten variiert. Dabei ist zu erwähnen, dass dies einer Verletzung der Trimmbedingung des Flugzeugs gleichkommt. Da die Trimmung jedoch lediglich zum Erzeugen realistischer Parameterkombinationen sowie zum Berechnen der Eingangsparameter der aerodynamischen Lastentabelle notwendig ist, steht einer Variation von  $\alpha_f$  nichts im Wege, solange sich der Anstellwinkel für den gewählten Flugzustand in einem realistischen Bereich befindet. Für die Optimierung an einem einzelnen Trimpunkt wird die Abhängigkeit der aerodynamischen Last vom Flugzustand vernachlässigt, indem die Eingangsparameter der Tabelle konstant gehalten werden, sodass die Last lediglich noch vom Aktuatorzustand abhängt. Dies ermöglicht die Optimierung am Aktuatorsmodell, ohne die Gesamtdynamik des Flugzeugs berücksichtigen zu müssen, was die Berechnungszeit entscheidend verbessert. Als Anregung dient ein impulsähnliches Signal, dessen maximale Eingangsrate beschränkt ist und eine wechselnde Auslenkung des Höhenruders in beide Richtungen sicherstellt. Um alle relevanten Amplituden abzudecken, werden drei unterschiedliche Eingangsamplituden gewählt, die getrennt voneinander ausgewertet werden. Letztlich ergibt sich dadurch eine Optimierung mit mehreren Fällen, die in der Optimierung als min-max Problemstellung betrachtet wird [Joo99].

Um schlussendlich die Parameterabhängigkeit herzustellen, werden die konstanten Koeffizienten in (2.53) durch die polynomiale Beschreibung

$$C_i^{(j)}(p_f) = C_{i,0}^{(j)} + C_h^{(j)}h + C_{V_{CAS}}^{(j)}V_{CAS} + C_{\alpha_f}^{(j)}\alpha_f + C_{\alpha_f,h}^{(j)}\alpha_fh + C_{\alpha_f,V_{CAS}}^{(j)}\alpha_fV_{CAS} \quad (\text{B.4})$$

ersetzt. Mittels der Methode der kleinsten Fehlerquadrate werden die Werte der Polynomkoeffizienten in (B.4) berechnet, welche für das Modell des Höhenruderaktors in Tabelle B.2 aufgelistet sind.

Entsprechend des Wertebereichs in (B.1) ist das Modell lediglich in einem beschränkten Bereich des Flugbereichs gültig. Dieser Ansatz wurde gewählt, um den Aufwand der notwendigen Optimierungen in einem vernünftigen Rahmen zu halten. Eine Ausweitung auf den gesamten Flugbereich ist durch zwei unterschiedliche Ansätze möglich: Die Stützstellen werden auf den gesamten Flugbereich entsprechend erweitert. Dies führt bei einem engen Raster zu einer sehr umfangreichen Optimierung bzw. bei groben Rastern wie in [VHO11] zu einer entsprechend groben Approximation des Verhaltens. Deshalb bietet

Parameter	Stützstellen
Höhe $h$ (ft)	$\{15000, 19000, 22000, 25000\}$
Fluggeschwindigkeit $V_{CAS}$ (kts)	$\{260, 280, 300, 320\}$
Anstellwinkel $\alpha_f$ ( $^\circ$ )	$\{\alpha_{f,0}, 7, 5, 0, -2.5, 5\}$

**Tabelle B.1:** Parameterwerte der Stützstellen

	$C_{i,0}^{(j)}$	$C_{i,h}^{(j)} 10^4$	$C_{i,V_{CAS}}^{(j)} 10^2$	$C_{i,\alpha_f}^{(j)}$	$C_{i,h\alpha_f}^{(j)} 10^4$	$C_{i,V_{CAS}\alpha_f}^{(j)} 10^2$
$C_0^{(0)}(p_f)$	20.5	0.09	-0.29	-0.02	0.09	-0.06
$C_1^{(0)}(p_f)$	-6.23	0.12	2.30	1.5	0.09	-0.64
$C_0^{(1)}(p_f)$	-0.66	0.01	0.37	-0.07	-0.01	-0.06
$C_1^{(1)}(p_f)$	0.38	0.08	-0.37	-0.13	-0.02	0.06
$C_0^{(2)}(p_f)$	0.43	0	-0.22	0.01	0	0
$C_1^{(2)}(p_f)$	0	0	0	0	0	0

**Tabelle B.2:** Werte der Polynomkoeffizienten

sich die Möglichkeit der Auslegung mehrerer LPV-Modelle in jeweils unterschiedlichen Bereichen an. Im Flugbetrieb kann abhängig vom Flugzustand zwischen den Modellen gewechselt werden, sodass auch lokale Phänomene berücksichtigt werden können. Die Auslegung erfolgt für mehrere Bereiche getrennt voneinander und kann im Hinblick auf die Berechnungszeit parallelisiert werden.

### B.1.1 Simulationsbasierte Analyse

In diesem Abschnitt werden unterschiedliche Simulationsergebnisse des vorgestellten Modells präsentiert. Für eine erste Analyse wird das erarbeitete Aktuatoremodell an verschiedenen Punkten des Flugbereichs analysiert. Dazu werden 36 Parametersätze zur Trimmung des Flugzeugs ausgewählt, die zum einen innerhalb des Gültigkeitsbereichs des Modells liegen, zum anderen jedoch nicht exakt mit den definierten Gitterpunkten der Auslegung übereinstimmen. Die Werte der Parameter der 36 neu definierten Gitterpunkte für die Analyse finden sich in Tabelle B.3. Dabei wird eine lediglich vom Aktuatorzustand abhängige aerodynamische Last simuliert. Die Abhängigkeiten vom Flugzustand werden vernachlässigt, indem die Eingangswerte der Lasttabelle konstant auf deren Trimmwerte gehalten werden. Dies ermöglicht eine effiziente und schnelle Simulation des Aktuatoremodells und eine erste Validierung, ohne die komplette Flugzeugdynamik in die Simulation miteinbeziehen zu müssen. In Abbildung B.1 sind drei Simulationen mit unterschiedlichen Eingangsamplituden dargestellt. Dabei sind die  $y$ -Achsen mit dem maximal erreichbaren Steuerflächenausschlag  $y_{sätt}$  normiert.  $y_{sätt}$  entspricht dabei der Position, an der ein Kräftegleichgewicht zwischen der Kraft durch den Versorgungsdruck

und der Summe aus aerodynamischer Last, Reibungs- und Dämpfungskräften herrscht. Im ersten Diagramm der Abbildung B.1 entspricht die Eingangsamplitude 30% des maximal möglichen Ausschlags, im zweiten 80% und im dritten 130%. Dabei ist ersichtlich, dass mit steigender Eingangsamplitude auch der Fehler ansteigt, jedoch stets in einem annehmbaren Bereich bleibt. Im rechten Diagramm der Abbildung B.2 ist dazu der mit dem Maximalausschlag  $y_{sätt}$  normierte Fehler der Approximation der Aktuatordynamik für die drei unterschiedlichen Eingangsamplituden an allen 36 Stützpunkten abgebildet, der in keinem Fall mehr als 10% beträgt. Im Vergleich dazu ist im linken Diagramm der induzierte Fehler eines konstanten Modells erster Ordnung mit Einheitsverstärkung und einer Zeitkonstante von 0.07s dargestellt, welches üblicherweise als gute Näherung des Aktuatorverhaltens verwendet werden kann [Gou10]. Während bei kleinen Amplituden der Fehler ebenfalls gering ist, steigt dieser bei Kommandosignalen über der maximalen Ausschlagposition entsprechend an, weil sich durch das lineare Modell diese Effekte nicht abbilden lassen.

Parameter	Stützstellen
Masse $M_f$ (t)	{190, 210}
Schwerpunktslage $x_{sp}$ (%)	{28, 31.5}
Höhe $h$ (ft)	{17000, 20000, 23000}
Fluggeschwindigkeit $V_{CAS}$ (kts)	{270, 290, 310}

**Tabelle B.3:** Parameterwerte der Flugbereichsparameter für die Analyse

### Simulationen des Aktuatormodells im geschlossenen Flugzeug-Regelkreis

Eine genaue Aussage über die Qualität der Approximation liefert letztlich der Übergang auf das nichtlineare Gesamtmodell des Flugzeugs. Durch die Berücksichtigung der Flugzeugdynamik kann die aerodynamische Lastkomponente während eines Manövers realistisch abgebildet werden. Für eine solche Analyse wird das Flugzeug zuerst in einem entsprechenden Punkt des Flugbereichs im Geradeausflug getrimmt, um es dann simulieren zu können. Als Anregungssignal dienen sprungförmige Eingangssignale des Piloten. Als Vergleichsmodell wird wiederum ein lineares Modell erster Ordnung verwendet. Während sowohl das lineare Modell als auch jenes mit der polynomialen Approximation zweiter Ordnung des Koeffizienten bei geringen Eingangsamplituden entsprechend kleine Abweichungen zum tatsächlichen Aktuatorsignal erzeugen, steigt die Abweichung des linearen Modells mit steigender Eingangsamplitude wie erwartet auch in der nichtlinearen Simulation stark an. Im Gegensatz dazu kann das quasi-LPV-Aktuatormodell erster Ordnung mit der polynomialen Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten diese nichtlinearen Effekte gut approximieren. Um dies zu verdeutlichen, sind dazu in den Abbildungen B.3 und B.4 zwei nichtlineare Simulationen mit entsprechend großen Eingangsamplituden dargestellt. Dabei sind deutlich die angesprochenen Vorteile der quasi-LPV-Approximation gegenüber der linearen Approximation des Aktuatormodells

zu erkennen. Zusätzlich ist dazu in der Abbildung B.5 neben der Zeitkonstante des linearen Modells, der inverse nichtlineare Modellkoeffizient sowie dessen polynomiale Approximation zweiter Ordnung dargestellt. Die beiden Abbildungen bestätigen, dass eine lineare Näherung solange gut funktioniert, solange das Aktuatormodell mit geringen Amplituden angeregt wird. Bei großen Amplituden kommt es jedoch zu starken Abweichungen vom realen Modell, welche sich durch die Verwendung des quasi-LPV-Modells verhindern lassen.

## B.2 Polynomiale Approximation erster Ordnung

In diesem Abschnitt werden die Berechnungsergebnisse im Zuge der Bestimmung der Koeffizienten der Approximation

$$k_{poly(1)}(x, \text{sgn}(\dot{x}), p_f) = C_0(p_f) + C_1(p_f)\text{sgn}(\dot{x})(x + C_2(p_f)) + C_3(p_f)x \quad (\text{B.5})$$

des Aktuatorkoeffizienten des quasi-LPV-Modells (B.2) entsprechend des Ansatzes in [VHO11] vorgestellt. Dieses Modell unterscheidet sich zum vorangegangenen in zwei wesentlichen Punkten: Zum einen wird lediglich ein Polynom erster Ordnung für die Beschreibung des Aktuatorkoeffizienten verwendet. Zum zweiten ist die Abhängigkeit der Polynomkoeffizienten des Modells rein affin von den vier Parametern Masse, Schwerpunktslage, Geschwindigkeit und Höhe abhängig:

$$C_i(p_f) = C_{i,0} + C_{i,M_f}M_f + C_{i,x_{sp}}x_{sp} + C_{i,h}h + C_{i,V_{CAS}}V_{CAS}, \quad i = 0, \dots, 3. \quad (\text{B.6})$$

Die Abhängigkeit vom Anstellwinkel wird vernachlässigt. Als Werte der Gitterpunkte für die Optimierung werden jene aus Tabelle B.4 verwendet. Auf die Auflistung der Optimierungsergebnisse an den 144 Stützstellen wird auf Grund der großen Datenmenge an dieser Stelle verzichtet. Um ein global gültiges Modell zu erhalten, wird wiederum die Berechnung der Koeffizienten mittels der Methode der kleinsten Quadrate über alle 144 Punkte durchgeführt. Tabelle B.5 zeigt die bestimmten Polynomkoeffizienten des affinen Modells.

### B.2.1 Reduzierte Parameterabhängigkeit

In diesem Abschnitt wird die polynomiale Approximation erster Ordnung des Aktuatorkoeffizienten mit reduzierter Abhängigkeit vom Flugzustand präsentiert. Dadurch wird eine Minderung der Komplexität auf Kosten der Genauigkeit des Modells erreicht. Bei der Berechnung der parameterabhängigen Koeffizienten wurde anstatt der Abhängigkeit von vier Parametern lediglich die Fluggeschwindigkeit  $V_{CAS}$  sowie die Höhe  $h$  berücksichtigt. Die dadurch resultierenden Parameter  $C_i(p_f)$ , wobei für das Höhenruder  $i = 0, 1, 2$  gilt, sind entsprechend (2.57) mit  $p_f = (h, V_{CAS})$  funktional durch

$$C_i(p_f) = C_{i,0} + C_{i,h}h + C_{i,V_{CAS}}V_{CAS} \quad (\text{B.7})$$

definiert. Die Werte der Polynomkoeffizienten sind in Tabelle B.6 aufgelistet.

Parameter	Stützstellen
Masse $M_f$ [t]	{180, 200, 220}
Schwerpunktslage $x_{sp}$ [%]	{27, 30, 33}
Höhe $h$ [ft]	{15000, 19000, 22000, 25000}
Fluggeschwindigkeit $V_{CAS}$ [kts]	{260, 280, 300, 320}

**Tabelle B.4:** Werte der Parameter zur Erzeugung der 144 Stützpunkte

	$C_{i,0}$	$C_{i,M_f} 10^5$	$C_{i,x_{sp}}$	$C_{i,h} 10^4$	$C_{i,V_{CAS}} 10^2$
$C_0(p_f)$	2.50	-1.80	-2.26	0.31	-3.61
$C_1(p_f)$	-0.09	0.51	0.38	0	-0.09
$C_2(p_f)$	0.05	5.70	4.99	-0.12	-1.15

**Tabelle B.5:** Werte der Polynomkoeffizienten des Höhenrudermodells

	$C_{i,0}$	$C_{i,h} 10^4$	$C_{i,V_{CAS}} 10^2$
$C_0(p_f)$	24.00	0.31	-3.61
$C_1(p_f)$	-0.64	0	-0.08
$C_2(p_f)$	3.10	-0.12	-2.99

**Tabelle B.6:** Werte der Polynomkoeffizienten des reduzierten Höhenrudermodells**Approximation ohne Abhängigkeit von Flugbereichsparametern**

Löst man das Optimierungsproblem an den unterschiedlichen Punkten des Flugbereichs und berechnet daraus mit der Methode der kleinsten Quadrate die Werte für das Modell (B.5), ohne die Abhängigkeiten vom Flugzustand zu berücksichtigen, entspricht dies der Bestimmung des Mittelwerts der berechneten Parameter. In diesem Fall gilt für die Parameter  $\bar{C}_0 = C_{0,0}$ ,  $\bar{C}_1 = C_{1,0}$  und  $\bar{C}_2 = C_{2,0}$ . Das Aktuatormodell ist lediglich noch vom Aktuatorzustand selbst sowie dessen Ableitung abhängig. Die berechneten konstanten Faktoren des Aktuatormodells (2.47) sind in Tabelle B.7 aufgelistet.

Faktor	Wert
$\bar{C}_0$	14.8
$\bar{C}_1$	-0.94
$\bar{C}_2$	-0.48

**Tabelle B.7:** Konstante Koeffizienten des Aktuatormodells



### Vergleich der Approximationsfehler

Um die Modelle vergleichen zu können, werden die bei der Anwendung der Methode der kleinsten Quadrate induzierten Fehler verglichen. Die Approximationsfehler werden durch

$$e_{C_i} = \|MC_i(p_f) - \tilde{C}_i\|_2 \text{ mit } i = 0, 1, 2 \quad (\text{B.8})$$

berechnet. Die Matrix  $M$  beinhaltet dabei die Parameterwerte des Flugzustands, die bei dem jeweiligen Polynom-Fitting verwendet worden sind, sowie einen Spaltenvektor zur Berücksichtigung des konstanten Terms. Der Vektor  $C_i(p_f)$  beinhaltet die berechneten Polynomkoeffizienten und  $\tilde{C}_i$  die an den Stützstellen per Optimierung berechneten Faktoren des Aktuatormodells.

Aus den Ergebnissen in Tabelle B.8 lässt sich schließen, dass zumindest die Abhängigkeit von Masse und Schwerpunktslage in allen drei Parametern vernachlässigt werden kann, Geschwindigkeit und Höhe jedoch einen entscheidenden Einfluss auf die Qualität der Approximation besitzen. Für eine genauere Analyse werden im nächsten Abschnitt Simulationen der von unterschiedlichen Parametern abhängigen Modelle durchgeführt.

Modell entsprechend Tabelle	$e_{C_0}$	$e_{C_1}$	$e_{C_2}$
B.5	8.16	1.02	1.98
B.6	8.20	1.02	2.70
B.7	12.75	1.06	4.13

**Tabelle B.8:** Normbasierte Fehlerwerte bei unterschiedlicher Abhängigkeit der Polynomkoeffizienten

### B.2.2 Simulationsbasierte Vergleichsanalyse

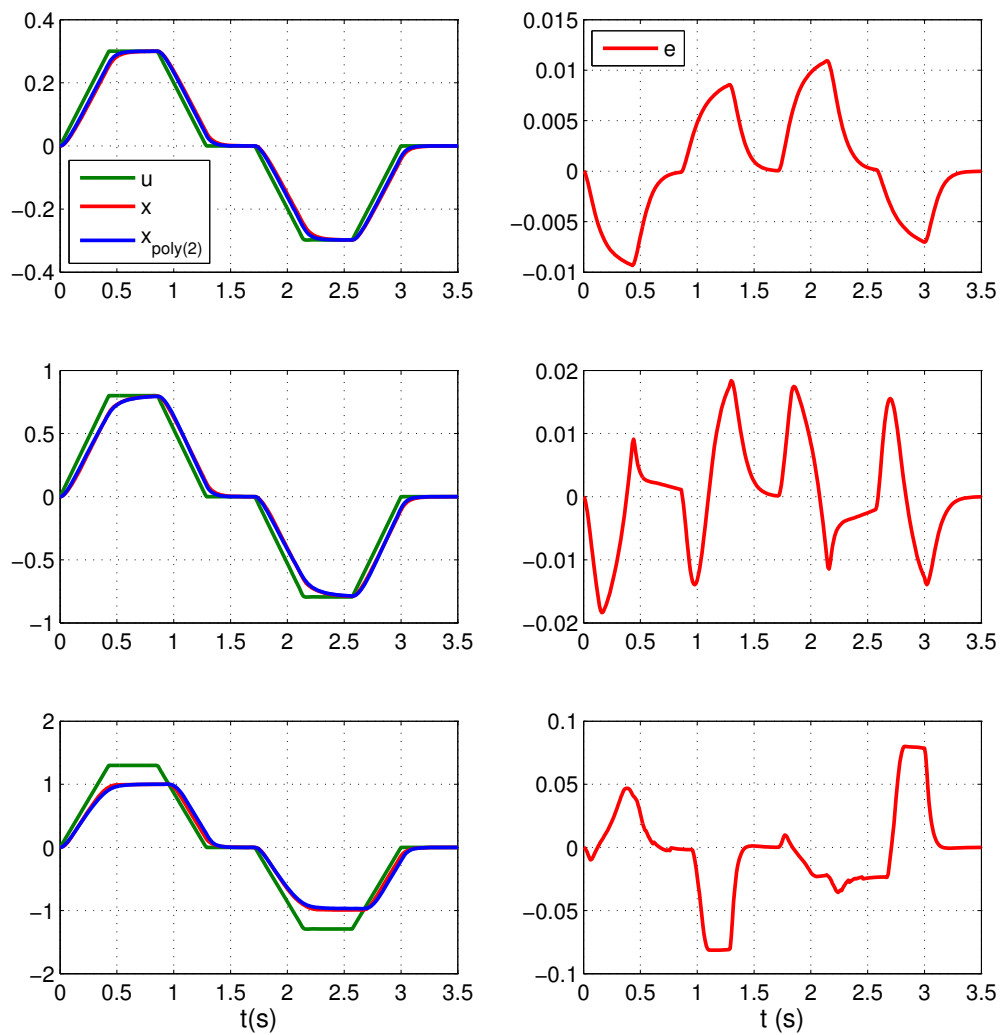
Um die vorgestellte Reduzierung der Abhängigkeit des Aktuatormodells zu analysieren, sollen an dieser Stelle unterschiedliche Vergleichssimulationen angestellt werden. Dazu werden die Modelle an den in Abschnitt B.1.1 verwendeten 36 Gitterpunkten aus Tabelle B.3 analysiert. Als Eingangsamplitude werden dabei jeweils 90% der maximal erreichbaren Stellposition  $y_{sätt}$  kommandiert. Die maximalen Abweichungen an den 36 Punkten sind in Abbildung B.6 dargestellt. Die blauen Kreise stellen dabei den maximalen Fehler des Modells mit vier Abhängigkeiten, die grünen Kreise jenen des Modells mit zwei Abhängigkeiten dar. Zusätzlich ist zudem der maximale Fehler des Modells ohne Abhängigkeit vom Flugzustand mittels roter Kreuze dargestellt. Dabei ist deutlich zu erkennen, dass die grünen und blauen Kreise minimale Unterschiede aufweisen und demnach die Verwendung des lediglich von zwei Flugparametern abhängigen Modells angebracht erscheint. Zusätzlich sei darauf hingewiesen, dass das Modell, welches nicht vom Flugzustand abhängt, für manche Parameterkombinationen einen kleineren Fehler besitzt als die beiden anderen Modelle. Dies liegt darin begründet, dass das Modell ohne

Abhängigkeiten vom Flugzustand in manchen Punkten das nichtlineare Verhalten etwas besser abbilden kann, in anderen jedoch wiederum schlechter. Entscheidend ist dabei jedoch, dass der maximale Fehler über alle Parameterkombinationen gesehen mittels des parameterabhängigen Modells gesenkt werden kann.

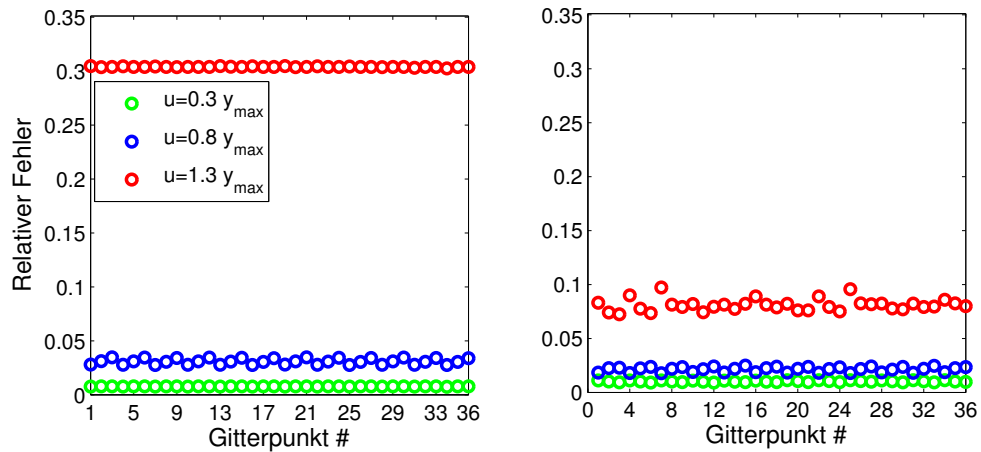
Für eine genauere Analyse wird das Modell mit lediglich zwei Abhängigkeiten vom Flugzustand an den 36 Punkten mit unterschiedlichen Eingangsamplituden simuliert. Die Ergebnisse sind im dritten Diagramm der Abbildung B.7 anschaulich dargestellt. Zum Vergleich sind im ersten Diagramm die Ergebnisse eines linearen Aktuatormodells erster Ordnung dargestellt, welches speziell bei großen Eingangsamplituden keine zufriedenstellenden Ergebnisse liefert. Bei einem Vergleich der Ergebnisse zwischen jenen des in diesem Abschnitt erarbeiteten Modells und jenen des Modells mit einer polynomialen Approximation zweiter Ordnung des Aktutorkoeffizienten, dargestellt im zweiten Diagramm der Abbildung B.7, fällt auf, dass das vorliegende Modell kaum schlechter ist und auch die nichtlinearen Effekte bei großen Eingangsamplituden entsprechend abbilden kann. Die geringfügigeren schlechteren Eigenschaften des Modells liegen in der Vernachlässigung des Terms zweiter Ordnung sowie der Wahl  $C_3 = 0$  begründet. Daraus könnte man schließen, dass eine affine Abhängigkeit der Modellkoeffizienten ausreicht und auch bei Vernachlässigung der Abhängigkeit vom Anstellwinkel adäquate Ergebnisse möglich sind.

### Einschränkungen der Modellapproximation

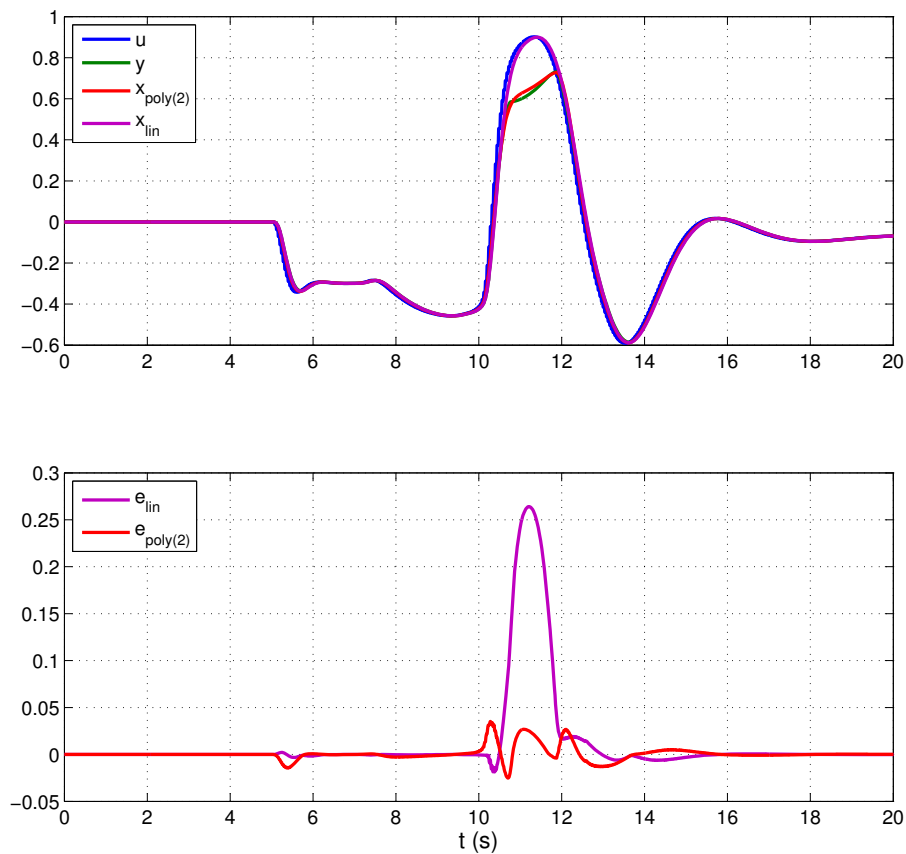
Für eine genauere Aussage über die Qualität der Approximation werden weiterführende Analysen im nichtlinearen Flugzeugmodell durchgeführt. Diese zeigen, dass auf Grund der fehlenden Abhängigkeit vom Anstellwinkel die nichtlinearen Effekte, die den Aktuator in die physikalische Sättigung führen, nicht entsprechend abgebildet werden, was die Simulationsergebnisse, dargestellt in den Abbildungen B.8 und B.9, verdeutlichen. Bei kleinen Eingängen folgen beide Modelle dem nichtlinearen Modell sehr genau, bei großen Eingangsamplituden kann jedoch der Effekt der physikalischen Sättigung auf Grund der fehlenden Anstellwinkelabhängigkeit nicht mehr abgebildet werden. An den 36 unterschiedlichen Punkten in der Simulation des Aktuatormodells ohne Flugzeugdynamik funktioniert dies noch recht gut, obwohl an jedem der Punkte ein unterschiedlicher Anstellwinkel vorliegt. Dies liegt jedoch darin begründet, dass als Trimmzustand jeweils der Geradeausflug gewählt wurde, wobei sich über alle Punkte gesehen geringe Variationen des Anstellwinkels ergeben und dadurch die Ergebnisse recht ansprechend bleiben. Kommt es jedoch zu einem dynamischen Manöver mit großen Änderungen im Anstellwinkel, steigt dessen Einfluss und die Beschreibung des Aktuators ohne Berücksichtigung des Anstellwinkels ist unzureichend. Dieses Modell eignet sich jedoch dann, sofern sehr dynamische Manöver ausgeschlossen werden können, z. B. im Reiseflug eines Flugzeugs. Müssen hochdynamische Manöver abgedeckt werden, ist in jedem Fall eine Abhängigkeit vom Anstellwinkel zu berücksichtigen.



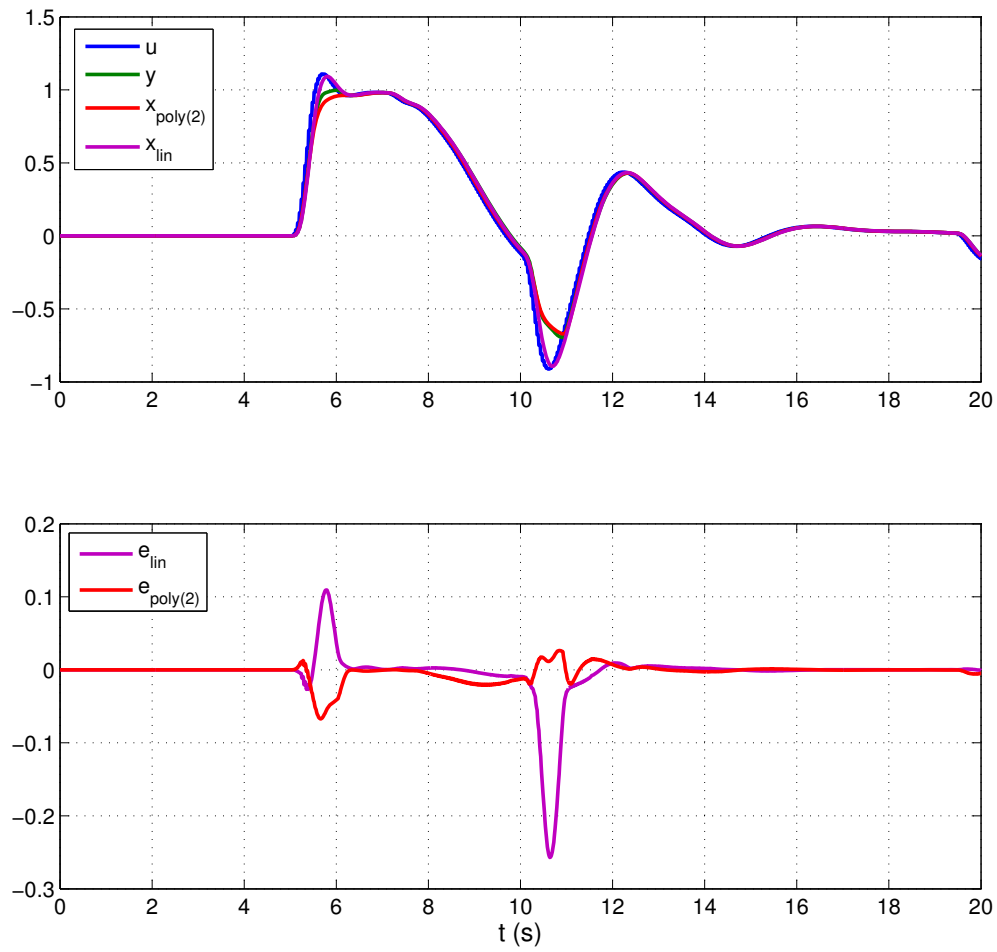
**Abbildung B.1:** Simulationsergebnisse für unterschiedliche Eingangsamplituden des Aktuatormodells mit der polynomialen Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten



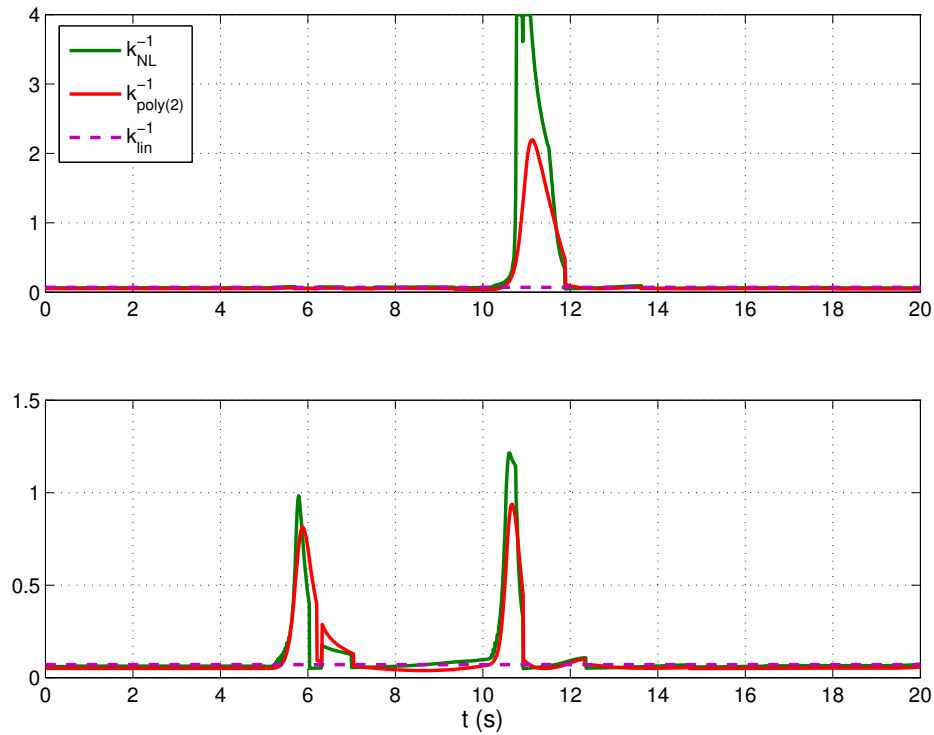
**Abbildung B.2:** Vergleich der maximalen relativen Fehler an unterschiedlichen Punkten des Flugbereichs für das konstante Aktuatormodell (links) sowie das Aktuatormodell mit der polynomialen Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten (rechts)



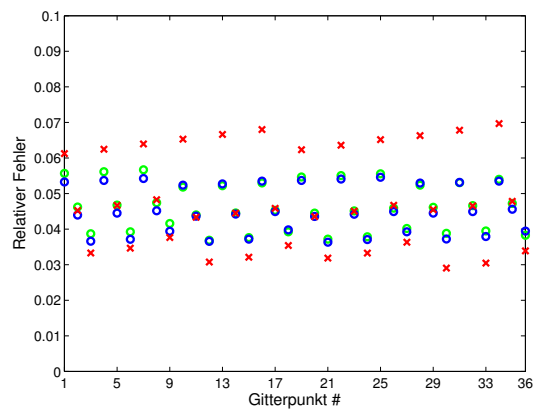
**Abbildung B.3:** Nichtlineare Simulationsergebnisse des Aktuatormodells mit der polynomialen Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten



**Abbildung B.4:** Nichtlineare Simulationsergebnisse des Aktuatormodells mit der polynomialen Approximation zweiter Ordnung des Aktuatorkoeffizienten



**Abbildung B.5:** Zeitverläufe der inversen Modellkoeffizienten im Zuge der Simulationen aus Abbildungen B.3 und B.4



**Abbildung B.6:** Fehlervergleich des Aktuatorsmodells mit der polynomialen Approximation erster Ordnung des Aktuatorkoeffizienten mit vier (blau), zwei (grün) sowie keiner (rot) Abhängigkeit des Aktuatorkoeffizienten vom Flugzustand

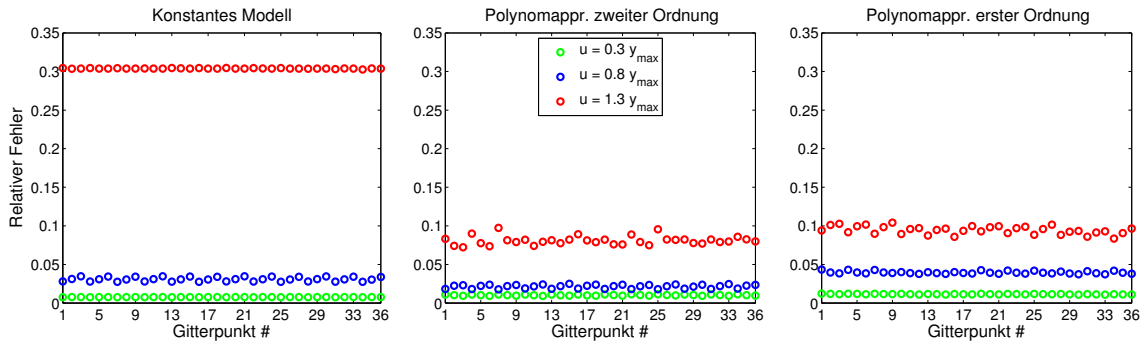


Abbildung B.7: Vergleich der maximalen Fehler der Aktuatormodelle mit unterschiedlichen Approximationen des Aktuatorkoeffizienten

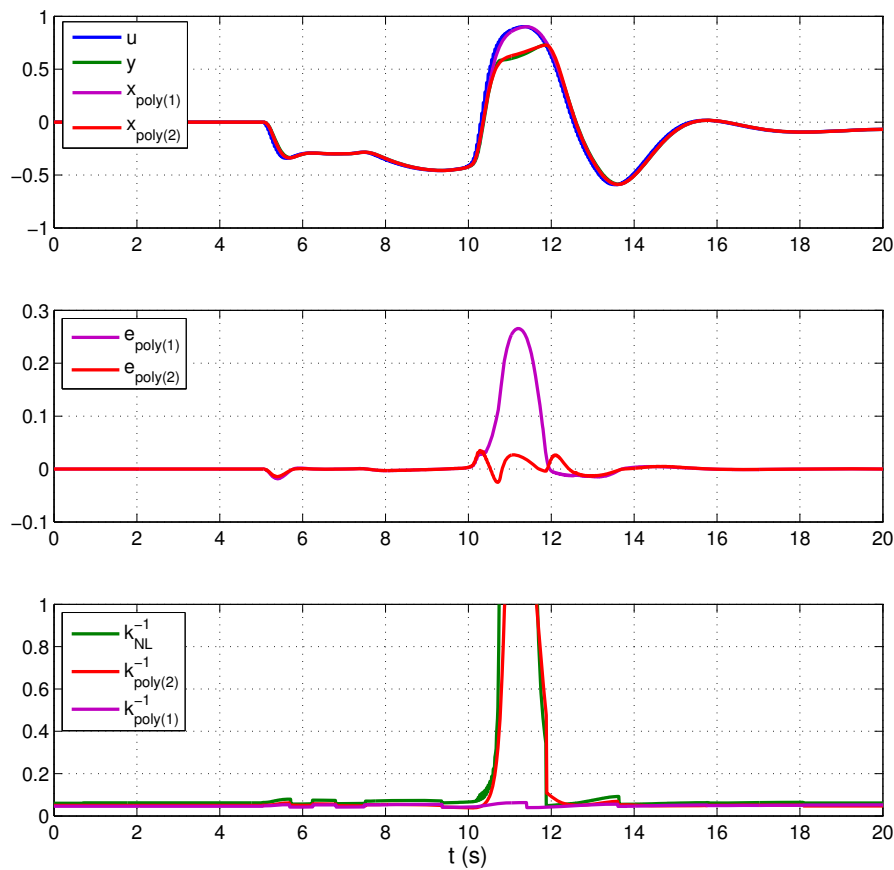
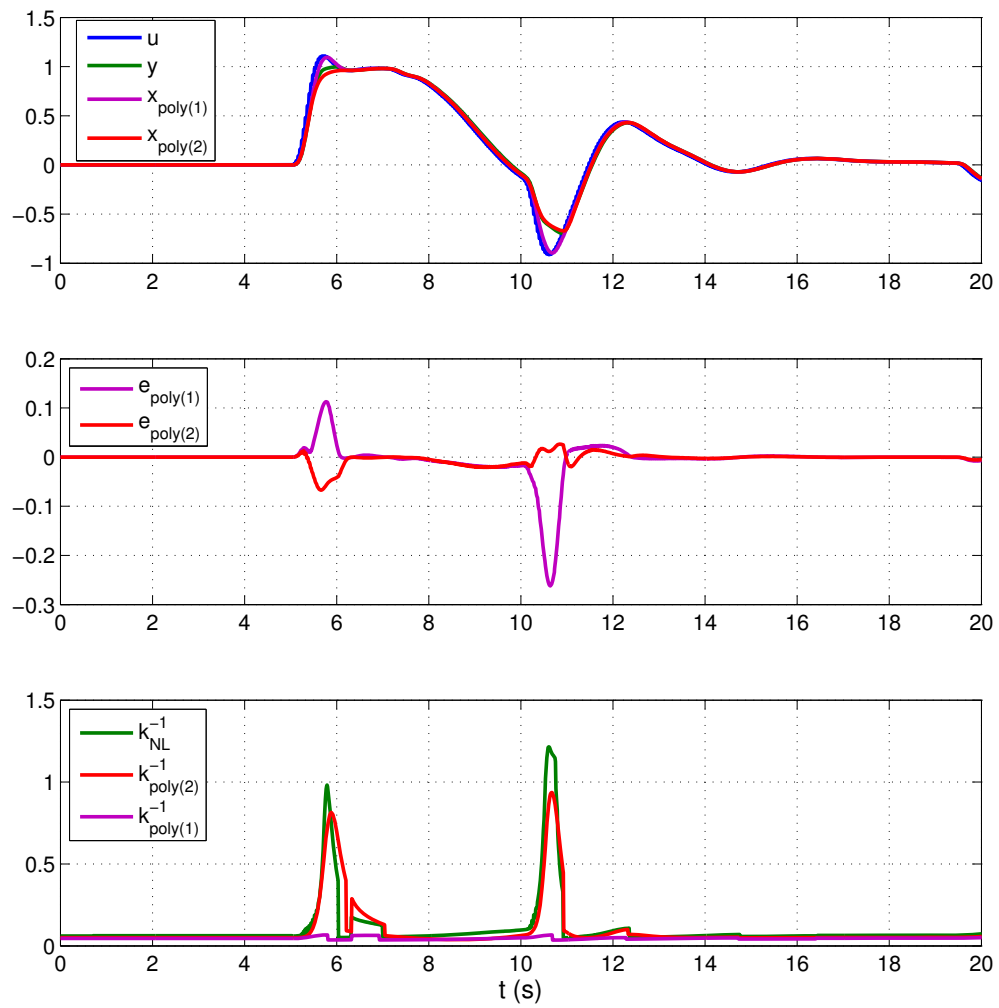


Abbildung B.8: Simulationsergebnisse aus Abbildung B.3 inklusive jener des Aktuatormodells mit polynomialer Approximationen erster Ordnung des Aktuatorkoeffizienten



**Abbildung B.9:** Simulationsergebnisse aus Abbildung B.4 inklusive jener des Aktuatormodells mit polynomialer Approximationen erster Ordnung des Aktuatorkoeffizienten



# Literatur

- [AE11] H. Alwi und C. Edwards. „Evaluation of Sliding Mode Observers for Fault Reconstruction on the ADDSAFE Functional Engineering Simulator“. In: *SAE International Journal of Aerospace* 4 (2011), S. 1485–1499 (zit. auf S. 8).
- [BAL11] R. Brockhaus, W. Alles und R. Luckner. *Flugregelung*. 3. Aufl. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2011 (zit. auf S. 11, 13, 22, 26).
- [BB04] J. Bokor und G. Balas. „Detection filter design for LPV systems a geometric approach“. In: *Automatica* 40 (2004), S. 511–518 (zit. auf S. 49).
- [BBM05] J. D. Boškovic, S. E. Bergstrom und R. K. Mehra. „Adaptive Accommodation of Failures in Second-Order Flight Control Actuators with Measurable Rates“. In: *Proc. of American Control Conference*. Portland, Oregon, USA, 2005 (zit. auf S. 36, 106).
- [BBS03] G. Balas, J. Bokor und Z. Szabo. „Invariant subspaces for LPV systems and their application“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 48 (2003), S. 2065–2069 (zit. auf S. 45).
- [BCR99] A. Bonchis, P. Corke und D. Rye. „A pressure based, velocity independent, friction model for asymmetric hydraulic cylinders“. In: *Proc. of IEEE Conference on Robotics and Automation*. Detroit, Michigan, USA, 1999 (zit. auf S. 19).
- [BCZ11] D. Berdjag, J. Cieslak und A. Zolghadri. „Fault Detection and Isolation of aircraft air data/inertial system“. In: *Proc. of 4th European Conference for Aerospace Sciences*. St. Petersburg, Russia, 2011 (zit. auf S. 123).
- [BM98] J. D. Boškovic und R. K. Mehra. „A Multiple Model-based Reconfigurable Flight Control System Design“. In: *Proc. of Conference on Decision and Control*. Tampa, Florida, USA: IEEE, 1998 (zit. auf S. 50).
- [BN93] M. Basseville und I. V. Nikiforov. *Detection of Abrupt Changes: Theory and Application*. Prentice-Hall, Inc., 1993 (zit. auf S. 60).
- [BRR79] C. Bakiotis, J. Raymond und A. Rault. „A Parameter and discriminant analysis for jet engine mechanical state diagnosis“. In: *Proc. of Conference on Decision and Control*. Fort Lauderdale, Florida, USA, 1979 (zit. auf S. 3, 6).
- [Bas05] M. Bask. „Dynamic threshold generators for robust fault detection“. Diss. Luela University of Technology: Dept. of Computer Science und Electrical Engineering, 2005 (zit. auf S. 52).

- [Bea71] R. Beard. *Failure accommodation in linear systems through self reorganization*. Techn. Ber. Cambridge, Massachusetts: Man Vehicle Laboratory, M.I.T., 1971 (zit. auf S. 3).
- [Bla+03] M. Blanke u. a. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Springer-Verlag, Berlin, 2003 (zit. auf S. 4).
- [Bos06] D. Bossche. „The A380 flight control electrohydrostatic actuators, achievements and lessons learnt“. In: *Proc. of 25th International Congress of the Aeronautic Sciences*. Hamburg, 2006 (zit. auf S. 12).
- [CGV79] T. F. Chan, G. H. Golub und R. J. Le Veque. *Updating formulae and a pair-wise algorithm for computing sample variances*. Techn. Ber. Department of Computer Science, School of Humanities und Sciences, Stanford University, 1979 (zit. auf S. 61).
- [CP99] J. Chen und R. J. Patton. *Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems*. Kluwer Academic Publishers, 1999 (zit. auf S. 4, 6, 40, 49, 59).
- [CPL96] J. Chen, R. J. Patton und G.-P. Liu. „Optimal residual design for fault diagnosis using multi-objective optimization and generic algorithms“. In: *International Journal of Systems Science* 27 (1996), S. 567–576 (zit. auf S. 8, 67).
- [CRA88] A. K. Caglayan, K. Rahnamai und S.M. Allen. „Detection, Identification and Estimation of surface damage/ actuator failure for high performance aircraft“. In: *Proc. of American Control Conference*. 1988 (zit. auf S. 2).
- [CW88] A. K. Caglayan und K. Wehmuller. „Evaluation of a second generation reconfiguration strategy for aircraft flight control systems subjected to actuator failure/surface damage“. In: *Proc. of Aerospace and Electronics Conference*. Bd. 2. 1988, S. 520 –529 (zit. auf S. 95).
- [Cor82] J. M. Corney. „Redundant actuation system“. Pat. US4447769. 1982 (zit. auf S. 19, 22).
- [DF91] S. X. Ding und P. M. Frank. „Frequency domain approach and threshold selector for robust model-based fault detection and isolation“. In: *Proc. of 1st IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Baden-Baden, Germany, 1991 (zit. auf S. 47, 59, 180).
- [DGN10] O. Devolder, F. Glineur und Y. Nesterov. „Solving Infinite-dimensional Optimization Problems by Polynomial Approximation“. In: *Recent Advances in Optimization and its Applications in Engineering*. Hrsg. von M. Diehl u. a. Springer, 2010, S. 31–40 (zit. auf S. 74).
- [Din+00] S. X. Ding u. a. „A unified approach to the optimization of fault detection systems“. In: *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 14 (2000), S. 725–745 (zit. auf S. 4).
- [Din08] S. X. Ding. *Model-based Fault Diagnosis Techniques*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008 (zit. auf S. 77).

- 
- [EC11] L. Van Eykeren und Q. P. Chu. „Nonlinear Model-Based Fault Detection for a Hydraulic Actuator“. In: *Proc. of AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*. Portland, Oregon, USA, 2011 (zit. auf S. 8).
  - [ECM12] L. Van Eykeren, Q. Chu und J.A. Mulder. „Actuator Fault Detection by Aerodynamic Model Identification“. In: *Proc. of 8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Mexico City, Mexico, 2012 (zit. auf S. 112).
  - [ENAR88] A. Emami-Naeini, M. M. Akther und S. M. Rock. „Effect of Model Uncertainty on Failure Detection: The Threshold Selector“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 33 (1988), S. 1106–1115 (zit. auf S. 77).
  - [EZ11] D. Efimov und A. Zolghadri. „Nonlinear Observers Techniques for Oscillatory Failure Case Detection“. In: *Proc. of 4th European Conference for Aerospace Sciences*. St. Petersburg, Russia, 2011 (zit. auf S. 102).
  - [EZS11] D. Efimov, A. Zolghadri und P. Simon. „Fault detection improving by extended Kalman filter adjustment for oscillatory failure case in aircrafts“. In: *Proc. of 4th European Conference for Aerospace Sciences*. St. Petersburg, Russia, 2011 (zit. auf S. 8).
  - [FN01] E. Frisk und M. Nyberg. „A minimal polynomial basis solution to residual generation for fault diagnosis in linear systems“. In: *Automatica*. Bd. 37. 2001, S. 1417–1424 (zit. auf S. 4).
  - [GF97] E. A. Garcia und P. M. Frank. „Deterministic nonlinear observer-based approaches to fault diagnosis: A survey“. In: *Control Engineering Practice* 5 (1997), S. 663–670 (zit. auf S. 85).
  - [GP11] P. Goupil und G. Puyou. „A High Fidelity AIRBUS Benchmark for System Fault Detection and Isolation and Flight Control Law Clearance“. In: *Proc. of 4th European Conference for Aerospace Sciences*. St. Petersburg, Russia, 2011 (zit. auf S. 141, 143).
  - [GY05] P. Garimella und B. Yao. „Model based fault detection of an electro-hydraulic cylinder“. In: *Proc. of American Control Conference*. Portland, Oregon, USA, 2005 (zit. auf S. 85).
  - [Gar+09] E. A. Garcia u. a. „Nonlinear observer-based OFC detection for A380 aircraft“. In: *Proc. of 7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Barcelona, Spain, 2009 (zit. auf S. 8, 27, 85, 102).
  - [Ger98] J. Gertler. *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems*. New York, USA: Marcel Dekker, Inc., 1998 (zit. auf S. 4, 40, 44, 46–48, 57, 179).
  - [Gou07] P. Goupil. „Oscillatory failure case detection in the A380 electrical flight control system by analytical redundancy“. In: *Proc. of 17th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*. Tolosana, France, 2007 (zit. auf S. 8, 27, 145).

- [Gou09] P. Goupil. „AIRBUS State of the Art and Practices on FDI and FTC“. In: *Proc. of 7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Barcelona, Spain, 2009 (zit. auf S. 7, 22).
- [Gou10] P. Goupil. „Oscillatory failure case detection in the A380 electrical flight control system by analytical redundancy“. In: *Control Engineering Practice* 18 (2010), S. 1110–1119 (zit. auf S. 102, 104, 153, 155, 186).
- [HZ11] D. Henry und A. Zolghadri. „Fault Detection and Diagnosis in Electrical Aircraft Flight Control System“. In: *Proc. of AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*. Portland, Oregon, USA, 2011 (zit. auf S. 8).
- [Heu91] Harro Heuser. *Lehrbuch der Analysis 1*. Teubner, Stuttgart, 1991 (zit. auf S. 53).
- [Him78] D. Himmelblau. „Fault detection and diagnosis in chemical and petrochemical processes“. In: Elsevier, New York, USA, 1978 (zit. auf S. 3).
- [Ise06] R. Isermann. *Fault-Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. Springer Verlag, 2006 (zit. auf S. 3, 5, 6, 31).
- [Jia04] H. Jia. „Data fusion methodologies for multisensor aircraft navigation systems“. Diss. Cranfield University, 2004 (zit. auf S. 123).
- [Jon73] H. Jones. *Failure detection in linear systems*. Techn. Ber. Cambridge, Massachusetts: Dep. of Aeronautics, M.I.T., 1973 (zit. auf S. 3, 5).
- [Joo11] H. D. Joos. *MOPS - Multi-Objective Parameter Synthesis User's Guide V6.1*. Techn. Ber. DLR Oberpfaffenhofen, Institute of Robotics und Mechatronics, 2011 (zit. auf S. 80, 149).
- [Joo12] H. D. Joos. „Worst-Case Search Based Clearance Using Parallel Nonlinear Programming Methods“. In: *Optimization Based Clearance of Flight Control Laws*. Hrsg. von A. Varga, A. Hansson und G. Puyou. Springer, Berlin, 2012, S. 149–160 (zit. auf S. 74).
- [Joo99] H. D. Joos. „A methodology for multi-objective design assessment and flight control synthesis tuning“. In: *Aerospace Science and Technology* 3.3 (1999), S. 161–176 (zit. auf S. 184).
- [KA05] H. Khan und S. C. Abou. „Nonlinear observer-based fault detection technique for electro-hydraulic servo-positioning systems“. In: *Mechatronics* 15 (2005), S. 1037–1059 (zit. auf S. 85).
- [Kha88] Z. N. Khan. „An electro-hydraulic helicopter system having individual blade control“. Pat. US4899641. 1988 (zit. auf S. 20).
- [Knu98] D. E. Knuth. *The Art of Computer Programming, Volume 2: Seminumerical Algorithms*. 3rd. Computer Science and Information Processing. Addison Wesley, 1998, S. 232 (zit. auf S. 61).

- 
- [LJW01] G. Looye, H. D. Joos und D. Willemsen. „Application of an Optimisation based Design Process for Robust Autoland Control Laws“. In: *Proc. of AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*. Montreal, Canada, 2001 (zit. auf S. 82).
  - [LM11] B. Lantos und L. Marton. *Nonlinear Control of Vehicles and Robots*. Springer, 2011 (zit. auf S. 13, 16, 19, 20, 25).
  - [Lav+08] L. Lavigne u. a. „Oscillatory failure case detection for new generation Airbus aircraft: a model based challenge“. In: *Proc. of Conference on Decision and Control*. Cancun, Mexiko, 2008 (zit. auf S. 27, 34).
  - [Lom10] T. Lombaerts. „Fault Tolerant Flight Control - A Physical Model Approach“. Diss. TU Delft, 2010 (zit. auf S. 40).
  - [Lom11] T. Lombaerts. „Model based Fault Detection and Identification with On-line Aerodynamic Model Structure Selection“. In: *Proc. of 4th European Conference for Aerospace Sciences*. St. Petersburg, Russia, 2011 (zit. auf S. 8).
  - [Lun10] J. Lunze. *Regelungstechnik 2 - Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Springer, 2010, S. 437–441 (zit. auf S. 148).
  - [MB08] M. Muenchhof und M. Beck. „Model Adjustment and Multi-Model-Based Fault Diagnosis for Hydraulic Servo Axis“. In: *Proc. of 17th IFAC World Congress*. Seoul, Korea, 2008 (zit. auf S. 106).
  - [MO12] L. Marton und D. Ossmann. „Energetic Approach for Control Surface Disconnection Fault Detection in Hydraulic Aircraft Actuators“. In: *Proc. of 8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Mexico City, Mexico, 2012 (zit. auf S. 20, 26).
  - [MP71] R. Mehra und J. Peschon. „An innovations approach to fault detection and diagnosis in dynamical systems“. In: *Proc. of Automatica*. Bd. 7. 1971, S. 637–640 (zit. auf S. 3, 5).
  - [Mar11] A. Marcos. „Application of H-infinity fault diagnosis to ADDSAFE benchmark: the control surface jamming case“. In: *Proc. of AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*. Portland, Oregon, USA, 2011 (zit. auf S. 8).
  - [May99] P. S. Maybeck. „Multiple model adaptive algorithms for detecting and compensating sensor and actuator/surface failures in aircraft control systems“. In: *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 9(14) (1999), S. 1051–1070 (zit. auf S. 50).
  - [Mer67] H. E. Merritt. *Hydraulic control systems*. John Wiley & Sons, 1967 (zit. auf S. 15, 16, 19, 25).
  - [Moo97] C. Z. Mooney. *Monte Carlo Simulation*. Bd. 116. Sage, 1997 (zit. auf S. 81).

- [Mor00] E. A. Morelli. „Real-time parameter estimation in the frequency domain“. In: *AIAA Journal of Guidance, Control and Dynamics* 23 (2000), S. 812–818 (zit. auf S. 62).
- [Mul+09] M. Mulder u. a. „Aerodynamic Hinge Moment Coefficient Estimation Using Automatic Fly-By-Wire Control Inputs“. In: *Proc. of AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference*. Chicago, Illinois, 2009 (zit. auf S. 23, 183).
- [NB97] K. S. Narendra und J. Balakrishnan. „Adaptive control using multiple models“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 42(2) (1997), S. 171–187 (zit. auf S. 53).
- [Nie98] H. Niemann. „Static decoupling in fault detection“. In: *Proc. of Conference on Decision and Control*. Tampa, Florida, USA, 1998 (zit. auf S. 67).
- [Nor] *Luftfahrtnorm - Flugmechanik: Begriffe, Benennungen, Zeichen, Grundlagen*. Leinfelden: Normenstelle Luftfahrt, 1970 (zit. auf S. 23).
- [Nyb02] M. Nyberg. „Criteria for detectability and strong detectability of faults in linear systems“. In: *International Journal of Control* 75(7) (2002), S. 490–501 (zit. auf S. 47).
- [OH08] D. Ossmann und M. Heller. „Enhancement of the Nonlinear OLOP-PIO-Criterion Regarding Phase-Compensated Rate Limiters“. In: *Proc. of AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference*. Hawaii, USA, 2008 (zit. auf S. 36).
- [OV11] D. Ossmann und A. Varga. „Optimization-based tuning of LPV fault detection filters for civil transport aircraft“. In: *Proc. of 4th European Conference for Aerospace Sciences*. St. Petersburg, Russia, 2011 (zit. auf S. 8, 41).
- [PC96] R. J. Patton und J. Chen. „Robust fault detection and isolation FDI systems“. In: *Control Dynamic Systems* 74 (1996), S. 176–224 (zit. auf S. 6).
- [PH08] H. Pfifer und S. Hecker. „Generation of optimal linear parametric models for LFT-based robust stability analysis and control design“. In: *Proc. of Conference on Decision and Control*. Cancun, Mexico, 2008 (zit. auf S. 30, 45).
- [PH98] R. J. Patton und M. Hou. „Design of fault detection and isolation observers: a matrix pencil approach“. In: *Automatica*. Bd. 34. 1998, S. 1135–1140 (zit. auf S. 4).
- [PL12] G. Puyou und Y. Lossier. „Clearance Benchmark for a Civil Aircraft“. In: *Optimization Based Clearance of Flight Control Laws*. Hrsg. von A. Varga, A. Hansson und G. Puyou. Springer, Berlin, 2012, S. 11–38 (zit. auf S. 75).
- [RCB00] E. L. Russell, L. H. Chiang und R. D. Braatz. *Data driven techniques for fault detection and diagnosis in chemical processes*. Hrsg. von M. J. Grimble und M. A. Johnson. Springer, 2000 (zit. auf S. 60).
- [SM97] P. Stoica und R. L. Moses. *Introduction to Spectral Analysis*. Prentice Hall, 1997 (zit. auf S. 62, 102).

- 
- [Sab+00] A. Saberi u. a. „Fundamental problems in fault detection and identification“. In: *International Journal of Robust Nonlinear Control* 10 (2000), S. 1209–1236 (zit. auf S. 4).
- [TPB00] W. Tan, A. Packard und G. Balas. „Quasi-LPV modeling and LPV control of a generic missile“. In: *Proc. of American Control Conference*. 2000 (zit. auf S. 27).
- [Too82] J. N. Tootle. „Fluid actuators with LVDT feedback mechanisms“. Pat. US4841844. 1982 (zit. auf S. 20).
- [VHO11] A. Varga, S. Hecker und D. Ossmann. „Diagnosis of actuator faults using LPV-gain scheduling techniques“. In: *Proc. of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*. Portland, Oregon, USA, 2011 (zit. auf S. xi, 30, 31, 89, 183, 184, 187).
- [VHP12] A. Varga, A. Hansson und G. Puyou. *Optimization Based Clearance of Flight Control Laws*. Springer Verlag, Berlin, 2012 (zit. auf S. 82).
- [VO12a] A. Varga und D. Ossmann. „LPV-model based identification approach of oscillatory failure case“. In: *Proc. of 8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Mexico City, Mexico, 2012 (zit. auf S. 63, 102, 146).
- [VO12b] A. Varga und D. Ossmann. „Verfahren und System zur Detektion und Identifikation eines oszillatorischen Fehlers in einem Flugsteuerungssystem eines Luftfahrzeugs“. Deutsch. Pat. 10 2012 009 657. 2012 (zit. auf S. 103).
- [VO14] A. Varga und D. Ossmann. „LPV-techniques based robust diagnosis of flight actuator faults“. In: *Control Engineering Practice* 31 (2014), S. 135–147 (zit. auf S. 150).
- [Van+12a] B. Vanek u. a. „Fault detection of electrical flight control system actuators using parameter dependent estimation“. In: *Proc. of 8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Mexico City, Mexico, 2012 (zit. auf S. 8, 23, 145).
- [Van+12b] B. Vanek u. a. „Performance Comparison of Geometric and  $H_\infty$  Fault Detection Filter Design: A Commercial Aircraft Example“. In: *Proc. of 8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Mexico City, Mexico, 2012 (zit. auf S. 112).
- [Var+13] A. Varga u. a. „Verification and validation of a FDD system for identification of flight actuator jamming“. In: *Proc. of 19th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*. Wuerzburg, Germany, 2013 (zit. auf S. 151).
- [Var+98] A. Varga u. a. „Automated Generation of LFT-Based Parametric Uncertainty Descriptions from Generic Aircraft Models“. In: *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems* 4 (1998), S. 249–274 (zit. auf S. 45).

- [Var03] A. Varga. „On computing least order fault detection filters using rational nullspace bases“. In: *Proc. of 5th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Washington D.C., USA, 2003 (zit. auf S. 6).
- [Var05] A. Varga. „Numerically reliable methods for optimal design of fault detection filters“. In: *Proc. of Conference on Decision and Control*. Seville, Spain, 2005 (zit. auf S. 47).
- [Var07] A. Varga. „On designing least order residual generators for fault detection and isolation“. In: *Proc. of 16th International Conference on Control Systems and Computer Science*. Bucharest, Romania, 2007, S. 323 –330 (zit. auf S. 41, 47, 52).
- [Var08a] A. Varga. *Linear FDI-Techniques and Software Tools. FAULT DETECTION Toolbox V0.8 - Technical Documentation IB 515-08-18*. Techn. Ber. DLR Oberpfaffenhofen, Institute of Robotics und Mechatronics, 2008 (zit. auf S. 7, 40, 43, 45, 47, 49, 52).
- [Var08b] A. Varga. „On computing nullspace bases - a fault detection perspective“. In: *Proc. of 17th IFAC World Congress*. Seoul, South Korea, 2008 (zit. auf S. 52).
- [Var09a] A. Varga. *Linear synthesis techniques of FD and FDI filters - the state-of-the-art, ADDSAFE AAT-2008-RTD-233815*. Techn. Ber. DLR Oberpfaffenhofen, Institute of Robotics und Mechatronics, 2009 (zit. auf S. 46).
- [Var09b] A. Varga. „On computing achievable fault signatures“. In: *Proc. of 7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*. Barcelona, Spain, 2009 (zit. auf S. 48, 127, 145).
- [Var09c] A. Varga. „The nullspace method a unifying paradigm to fault detection“. In: *Proc. of Conference on Decision and Control*. Shanghai, China, 2009 (zit. auf S. 6, 41).
- [Var11a] A. Varga. „On parametric solution of fault detection problems“. In: *Proc. of 18th IFAC World Congress*. Milano, Italy, 2011 (zit. auf S. 4, 49, 50, 85, 89).
- [Var11b] A. Varga. „Synthesis of robust gain scheduling based fault detection filters for a class of parameter uncertain nonlinear systems“. In: *Proc. of 19th Mediterranean Conference on Control and Automation*. Corfu, Greece, 2011 (zit. auf S. 90).
- [Var13] A. Varga. „New computational paradigms in solving fault detection and isolation problems“. In: *Annual Reviews in Control* 36 (2013), S. 809–835 (zit. auf S. 4, 6, 40).
- [WH82] U. Watanabe und D. Himmelblau. „Instrument fault detection in systems with uncertainties“. In: *International Journal of Systems Science* 13 (1982), S. 137–158 (zit. auf S. 3).



- [WS08] X. Wang und V. L. Syrmos. „Fault detection, identification and estimation in the electro-hydraulic actuator system using EKF-based multiple-model estimation“. In: *Proc. of 16th Mediterranean Control Conference on Control and Automation*. 2008 (zit. auf S. 85).
- [Wel62] B. P. Welford. „Note on a Method for Calculating Corrected Sums of Squares and Products“. In: *Technometrics* 4 (1962), S. 419–420 (zit. auf S. 61).
- [YJ12] X. Yu und J. Jang. „Hybrid Fault-Tolerant Flight Control System Design Against Partial Actuator Failures“. In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 20 (2012), S. 871–886 (zit. auf S. 31).
- [ZSA04] Y. H. Zweiri, L. D. Seneviratne und K. Althoefer. „Identification methods for excavator arm parameters“. In: *Proc. of 43th SICE Annual Conference*. Sapporo, Japan, 2004 (zit. auf S. 19).
- [Zol+11] A. Zolghadri u. a. „A Model-based Solution to Robust and Early Detection of Control Surface Runaways“. In: *SAE International Journal of Aerospace* 4 (2011), S. 1500–1505 (zit. auf S. 96).
- [Zol11] A. Zolghadri. „The challenge of advanced model-based FDIR techniques for aerospace systems: the 2011 situation“. In: *Proc. of 4th European Conference for Aerospace Sciences*. St. Petersburg, Russia, 2011 (zit. auf S. 7).